This is a digital copy of a book that was preserved for generations on library shelves before it was carefully scanned by Google as part of a project to make the world's books discoverable online.

It has survived long enough for the copyright to expire and the book to enter the public domain. A public domain book is one that was never subject to copyright or whose legal copyright term has expired. Whether a book is in the public domain may vary country to country. Public domain books are our gateways to the past, representing a wealth of history, culture and knowledge that's often difficult to discover.

Marks, notations and other marginalia present in the original volume will appear in this file - a reminder of this book's long journey from the publisher to a library and finally to you.

Usage guidelines

Google is proud to partner with libraries to digitize public domain materials and make them widely accessible. Public domain books belong to the public and we are merely their custodians. Nevertheless, this work is expensive, so in order to keep providing this resource, we have taken steps to prevent abuse by commercial parties, including placing technical restrictions on automated querying.

We also ask that you:

+ *Make non-commercial use of the files* We designed Google Book Search for use by individuals, and we request that you use these files for personal, non-commercial purposes.

+ *Refrain from automated querying* Do not send automated queries of any sort to Google's system: If you are conducting research on machine translation, optical character recognition or other areas where access to a large amount of text is helpful, please contact us. We encourage the use of public domain materials for these purposes and may be able to help.

+ *Maintain attribution* The Google "watermark" you see on each file is essential for informing people about this project and helping them find additional materials through Google Book Search. Please do not remove it.

+ *Keep it legal* Whatever your use, remember that you are responsible for ensuring that what you are doing is legal. Do not assume that just because we believe a book is in the public domain for users in the United States, that the work is also in the public domain for users in other countries. Whether a book is still in copyright varies from country to country, and we can't offer guidance on whether any specific use of any specific book is allowed. Please do not assume that a book's appearance in Google Book Search means it can be used in any manner anywhere in the world. Copyright infringement liability can be quite severe.

About Google Book Search

Google's mission is to organize the world's information and to make it universally accessible and useful. Google Book Search helps readers discover the world's books while helping authors and publishers reach new audiences. You can search through the full text of this book on the web at `http://books.google.com/`

Grundriss der Elektrotechnik

Herausgegeben von

Alex. Königswerther

TK
2792
W6

UC-NRLF
$B 33 101

V. Band

Transformatoren
und
Asynchronmotoren

Von

W. Winkelmann

YC 19471

Digitized by Google

GIFT OF

SIGILLVM · VNIVERSITATIS · CALIFORNIENSIS

LVX

FIAT

MDCCCLXVIII

EX LIBRIS

Digitized by Google

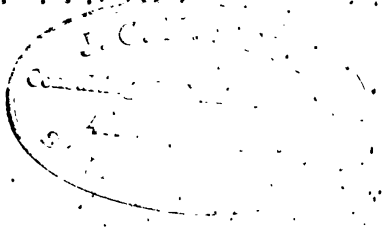
Digitized by Google

Digitized by Google

Grundriß (Repetitorien) der Elektrotechnik

1. Band. Physikalische Grundlagen der Gleich- und Wechselstromtechnik.
2. Band. Elektrotechnische Meßkunde, zugleich Leitfaden für das Elektrotechnische Praktikum.
3. Band. Gleichstromerzeuger und Motoren, ihre Wirkungsweise, Berechnung und Konstruktion.
4. Band. Synchronmaschinen für Wechsel- und Drehstrom, ihre Wirkungsweise, Berechnung und Konstruktion.
5. Band. Transformatoren und Asynchronmotoren, ihre Wirkungsweise, Berechnung und Konstruktion.
6. Band. Die Akkumulatoren und galvanischen Elemente, Theorie, Konstruktion und Anwendung.
7. Band. Berechnung und Konstruktion elektrischer Schaltapparate und Schaltanlagen.
8. Band. Elektrische Beleuchtung.
9. Band. Stromverteilungssysteme und Berechnung elektrischer Leitungen.
10. Band. Projektierung von Elektrizitätswerken.
11. Band. Elektrische Traktion.
12. Band. Grundzüge der Telegraphie und Telephonie.

UNIV. OF CALIFORNIA



Digitized by Google

Grundriss
(Repetitorien)
der Elektrotechnik

Herausgegeben von

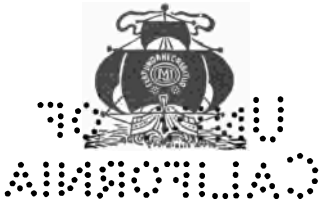
A. Königswerther
Oberingenieur

V. Band

Transformatoren und Asynchronmotoren
Ihre Wirkungsweise, Berechnung und Konstruktion

Von

W. Winkelmann
Diplom-Ingenieur



HANNOVER
Dr. Max Jänecke, Verlagsbuchhandlung
1907

Digitized by Google

Transformatoren

und

Asynchronmotoren

Ihre Wirkungsweise
Berechnung und Konstruktion

Von

W. Winkelmann
Diplom-Ingenieur

Mit 79 Abbildungen

UNIV. OF
CALIFORNIA

HANNOVER
Dr. Max Jänecke, Verlagsbuchhandlung
1907

Digitized by Google

TK2792
W6

Gift

Alle Rechte, namentlich das der Übersetzung, vorbehalten

UNIV. OF
CALIFORNIA

Digitized by Google

Vorrede.

Das Büchlein soll dem Rahmen dieser Sammlung entsprechend nur einen kurzen Überblick über alles das geben, was ein junger Ingenieur beim Eintritt in die Praxis an Theorie und Berechnungsweise von Drosselspulen, Transformatoren und Induktionsmotoren wissen muß. Die Konstruktion und Prüfung dieser Apparate konnte nur gelegentlich gestreift werden. Es wird hier auf die ausführlichen Werke von Kapp, Arnold, Heubach, Berkitz und Benischke hingewiesen, welche sich wegen ihres größeren Raumes mehr mit konstruktiven Einzelheiten befassen können, neben einer ausführlichen Theorie.

Wie in dem vorhergehenden Bändchen ist ein großes Gewicht auf graphische Methoden und auf die Herleitung der Diagramme gelegt, die auch dem Klarblickenden im allgemeinen mehr zu zeigen geeignet sind als Formeln.

Der Verfasser hofft, daß durch die Kürze der Behandlung des Stoffes dem älteren Studierenden und dem jungen Ingenieur ein bescheidenes Büchlein geboten wird, aus dem mehr oder weniger ohne Abschweifung vom geraden Wege ein Studium aller an den vorbenannten Apparaten auftretenden Erscheinungen möglich sein wird.

Bremen, November 1906.

W. Winkelmann.

287121

Digitized by Google

Digitized by Google

Inhaltsverzeichnis.

I. Abschnitt: Transformatoren.

	Seite
Erstes Kapitel: **Die Drosselspule**	1
E. M. K. in einer Drosselspule	1
Kraftliniensystem	2
Kraftliniensystem in Spule ohne Eisen	3
Selbstinduktionskoeffizient	4
Spule mit Eisenkern	5
Magnetisierungskurven	6
Hysteresis, Form der Stromkurve bei Systemen mit Eisen	8
Hysteresisverluste nach Steinmetz	10
Wirbelstrombildung im Eisenblech	12
Berechnung der Wirbelstromverluste	13
Konstruktionen zur Verminderung der Wirbelströme	14
Klemmenspannung an der Drosselspule	16
Zusammensetzung des Ohmschen Spannungsabfalls mit der E. M. K. der Selbstinduktion, Phasenverschiebung	18
Impedanz	19
Zweites Kapitel: **Beispiel einer Drosselspule**	20
Dimensionierung	21
Abmessungen	23
Verluste	24
Drittes Kapitel: **Der Einspulentransformator**	25
Übersetzungsverhältnis	25
Verschiedene Anordnungen	26
Ampèrewindungsdiagramm	27
Viertes Kapitel: **Der Zweispulentransformator. Stromdiagramme**	29
Anordnung	29
Streuung	29
Stromdiagramm für Leerlauf	30
Stromdiagramm bei Schließung durch Ohmschen Widerstand	31
Stromdiagramm bei Schließung durch induktiven Widerstand	32
Stromdiagramm bei Schließung durch Kapazitäts-Widerstand	32
Geometrischer Ort des Stromes bei Schließung durch Ohmschen Widerstand	33
Geometrischer Ort des Stromes bei Schließung durch induktiven Widerstand	33

Digitized by Google

Seite

Fünftes Kapitel: **Spannungsdiagramme** . . 34
Übersetzungsverhältnis 34
Einfluß der Selbstinduktion der Windungen 35
Spannungsdiagramm bei induktiver Belastung 35
Spannungsdiagramm bei induktionsfreier Belastung 36
Spannungsdiagramm bei Kapazitäts-Belastung 37
Bequeme Anordnung des Diagramms für induktionsfreie Belastung 37
Bequeme Anordnung des Diagramms für induktive Belastung . . 38

Sechstes Kapitel: **Selbstinduktion der Spulen** . 39
Einfluß der Belastung auf die Konstruktion 39
Arten der Wicklung 40
Streukraftliniensysteme 41
Verteilung der Ampèrewindungen über die Spulendicke 42
Die Selbstinduktionskoeffizienten der Spulen 43
Reaktanz der Spulen 44
Transformatoren mit Scheibenspulen 44
Manteltransformatoren 45
Einfluß der Wirbelströme 46
Einführung eines Korrektionskoeffizienten 47

Siebentes Kapitel: **Der Ohmsche Widerstand** . 48
Oberflächen-Effekt 48

Achtes Kapitel: **Verluste und Abkühlungsverhältnisse im Transformator.** 48
Stromwärmeverluste 49
Hysteresisverluste 49
Wirbelstromverlutse 49
Günstigste Verteilung der Verluste auf Kupfer und Eisen . . . 50
Bedingung für das Minimum der Verluste 51
Methoden zur Kühlung des Transformators 53
Temperaturerhöhung in Abhängigkeit von der ausstrahlenden Oberfläche 53
Wirkungsgrad 54

Neuntes Kapitel: **Die Mehrphasentransformatoren** . 54
Magnetisch nicht verkettete Anordnung 54
Magnetische Verkettung 55
Magnetische Verkettung in einer Ebene 56

II. Abschnitt: Asynchronmotoren.

Zehntes Kapitel: **Wirkungsweise des asynchronen Drehstrommotors** 58
Kraftliniensystem des Stators 59
Zusammenwirkung der Ampèrewindungen der verschiedenen Phasen 60
Sternschaltung 61
Mehrpolige Anordnungen der Wicklung 62
Wirkungsweise des Rotors 63

Digitized by Google

Seite

Schlüpfung und Drehmoment 64
Effektverlust im Rotor und sekundäre abgegebene Leistung . . 65
Drehmoment und Strom im Läufer 66
Einfluß des sekundären Widerstandes auf Tourenzahl, Drehmoment und Leistung 67
Abhängigkeit des Drehmomentes von der Schlüpfung 68

Elftes Kapitel: **Das allgemeine Diagramm des Drehstrommotors** 70

Wattlose und Wattkomponente des Stromes 70
Diagramm unter Berücksichtigung der Streuung 72
Die Felder im Asynchronmotor 73
Analogon aus der Stromverzweigungslehre 74
Die Hopkinsonschen Streukoeffizienten 75
Die Heylandschen Streukoeffizienten 76

Zwölftes Kapitel: **Das Kreisdiagramm** . . . 77

Erklärung des Wesens des abzuleitenden Diagramms 77
Geometrische Orte der Felder 77
Geometrische Orte der Ströme 78
Minimum der Phasenverschiebung 81
Verlauf von cos φ 82
Berücksichtigung der Leerlaufverluste 83
Berücksichtigung der Kupferverluste 38
Das Kreisdiagramm 85
Kreis der Zugkraft 87
Linie der Schlüpfung 89
Maximale Leistung 89
Bestimmung des Diagramms durch Messungen 90
Beispiel, Diagramm eines Motors 5 PS, 1500 Touren 90
Berechnung des Kurzschlußstromes 91
Konstruktion des Diagrammes 92
Konstruktion der charakteristischen Kurven 94
Werte in Abhängigkeit vom Strome 95
Werte in Abhängigkeit von der Leistung in PS. 96

Dreizehntes Kapitel: **Die Selbstinduktion in Drehstrommotoren** 97

Der Kurzschlußstrom 97
In Eisen eingebetteter Teil der Statorwicklung 97
Leitfähigkeiten der verschiedenen Nutenteile 98
Einführung von Koeffizienten nach Siewert 99
Selbstinduktion der Stirnverbindungen 99
Ermittelung des Kurzschlußstromes (rechnerisch) 100
Tabelle der Koeffizienten 101
Ermittlung des Streufaktors nach Behrend und Hobart 101
Tabelle der Behrendschen Koeffizienten 103
Gleichung für den Kurzschlußstrom 104

Vierzehntes Kapitel: **Die E. M. K. in Drehstrom-motoren** 104

Verteilung der Wicklung 105

Digitized by Google

Seite
Formfaktor und Wicklungsfaktor 106
Die Ampèrewindungszahl und der Kraftfluß 107
Magnetisierungskurve für Stator- und Rotorblech 109
Berücksichtigung der Verteilung der Wicklung 110
Einfluß des Luftspaltes 111

Fünfzehntes Kapitel: **Praktische Daten** . . 111

Normale Spannungen 112
Wirkungsgrad, cos φ, Schlüpfung 112
Anzahl der Nuten 113
Luftspalt 113
Stromdichte in den Drähten 113
Schleifringspannungen des Rotors 114
Verluste in Drehstrommotoren 114
Verluste per Periode und pro Liter Eisen in Abhängigkeit von der Induktion 115
Zahnverluste 115
Kupferverluste und Rotorstrom im Käfiganker 116
Reibungsverluste 117
Dimensionierungsformel 118

Sechzehntes Kapitel: **Beispiel** 118

Siebzehntes Kapitel: **Der Asynchrongenerator und die kompensierten und kompoundierten Asynchronmaschinen** 124

Der Asynchrongenerator 124
Sein Diagramm 126
Die Haupteigenschaften des Asynchrongenerators 127
Der kompensierte Motor und Generator von Heyland 129
Der kompoundierte Motor und Generator von Heyland 130
Zeichenerklärung 132
Sachregister 134

Digitized by Google

I. Abschnitt.

Transformatoren.

Erstes Kapitel.

Die Drosselspule.

Eine aus m_1 Windungen bestehende Spule werde mit Wechselstrom von der Periodenzahl ν beschickt. Es wird dann ein Strom i_f mit Hülfe eines Wechselstrom-Ampèremeters A zu messen sein (Fig. 1). Diesem Strome entspricht innerhalb der Spule ein Kraftliniensystem, das natürlich seine Größe und Richtung synchron mit dem Momentanwert des Stromes ändert. Dies Kraftliniensystem schneidet nun bei jeder kleinsten Änderung die m_1 Windungen, und es entsteht mithin in den Windungen eine elektromotorische Kraft, welche entsprechend der Änderung des Kraftliniensystems sich ändert. Der Momentanwert dieser *E. M. K.* werde mit e_{st} bezeichnet.

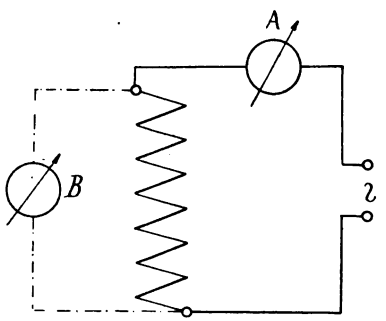


Fig. 1.

Man kann dann die Gleichung anschreiben:

$$e_{st} = - m_1 \cdot \frac{dZ}{dt}$$

wenn man mit Z den Momentanwert des Kraftliniensystems und mit t die Zeit andeutet.

Digitized by Google

Diese Gleichung kann man unter Einführung des momentanen Stromwertes i_t auch schreiben:

$$e_{st} = - m_1 \cdot \frac{dZ}{di_t} \cdot \frac{di_t}{dt}.$$

Setzen wir nun eine sinusförmig verlaufende Stromwelle voraus, d. h. wird

$$i_t = J_{max} \cdot (\sin 2\pi\nu t),$$

so ist

$$\frac{di_t}{dt} = 2\pi\nu \cdot J_{max} \cdot \cos(2\pi\nu t).$$

Es wird folglich

$$e_{st} = - m \cdot \frac{dZ}{di_t} \cdot J_{max} \cdot 2\pi\nu \cos(2\pi\nu t).$$

Damit diese Gleichung zu lösen ist, müssen wir den Ausdruck $\frac{dZ}{di_t}$ kennen, d. h. die Gesetzmäßigkeit des zeitlichen Verlaufes von Z mit variablem J.

Für ein System ohne Eisen, wie dies zunächst bei unserer Betrachtung angenommen war, haben wir nun folgendes Gesetz für die Kraftlinien in Abhängigkeit vom Erregerstrom:

Ampèrewindungen = Kraftliniensystem · magnetischer Widerstand.

Man pflegt anstatt des magnetischen Widerstandes die magnetische Leitfähigkeit einzuführen und erhält so:

$$\text{Ampèrewindungen} = \frac{\text{Kraftliniensystem}}{\text{Leitfähigkeit}}$$

$$m_1 \cdot J = \frac{Z}{\lambda}.$$

λ = magnetische Leitfähigkeit.

Dies Gesetz wird auch das Ohmsche Gesetz des Magnetismus genannt, da es ganz analog dem Ohmschen Gesetze gebildet ist.*) Es entspricht hierbei die Ampèrewindungszahl $m_1 \cdot J$ der *E. M. K.*, das Kraftliniensystem der Stromstärke und die magnetische Leitfähigkeit der galvanischen. Die galvanische Leitfähigkeit ist proportional dem Querschnitt des Leiters, den der Strom durchfließt, umgekehrt proportional

*) Bd. I, S. 53.

Digitized by Google

der Länge des Leiters. Ebenso wird für einen magnetischen Pfad die Leitfähigkeit definiert als

$$\lambda \text{ proportional } \frac{\text{Querschnitt}}{\text{Länge}}.$$

Die Proportionalitätskonstante wird für Luft $1{,}26 = \frac{4\pi}{10}$; dabei sind der Querschnitt q in qcm, die Länge l in cm zu rechnen.

Wir können folglich schreiben

$$\lambda = 1{,}26 \cdot \frac{q}{l}$$

$$m_1 J = \frac{Z}{\lambda} = \frac{Z}{1{,}26 \cdot \frac{q}{l}}$$

$$Z = m_1 \cdot J \cdot \lambda = m_1 \cdot J \cdot 1{,}26 \cdot \frac{q}{l}$$

Für eine Spule sind nun zwar q und l nicht so einfach zu definieren wie für einen Stromleiter in Drahtform, man könnte jedoch einen Vergleich ziehen mit einem Leiter von komplizierten Querschnittsformen und Längen. Um die elektrische Leitfähigkeit eines solchen Gebildes, z. B. einer Kugel, zu ermitteln, würde man die Kugel in einzelne Strombahnen von etwa konstanten oder geometrisch einfach sich ändernden Querschnitten zerlegen, die Leitfähigkeiten dieser einfachen Strombahnen etwa aus Länge und mittlerem Querschnitt finden und durch Summation der Einzelleitfähigkeiten leicht die gesamte Leitfähigkeit ermitteln können. Natürlich setzt dies Verfahren eine genaue Kenntnis des Stromverlaufs voraus. Genau analog liegt die Möglichkeit vor, die Leitfähigkeit eines Kraftliniensystems in der Luft zu ergründen. Den Verlauf der Kraftlinien muß man natürlich kennen. Dies ist in vielen Fällen durch Studium von Eisenfeilspanbildern möglich. In der Folge wird uns die Ermittlung der Leitfähigkeit noch gelegentlich der magnetischen Streuung von Transformatoren beschäftigen.

Es ist also die magnetische Leitfähigkeit einer Spule gleichfalls als konstant anzunehmen, wenn nur Luft im Innern und in der Umgebung der Spule vorhanden ist. Mithin wird

$$Z = J \cdot \text{Const}; \quad Z \text{ prop } \cdot J.$$

Digitized by Google

Der Differentialquotient $\frac{dZ}{di_t}$ muß also eine Konstante werden, mithin auch $m_1 \cdot \frac{dZ}{di_t}$. Diese letztere Größe bezeichnet man als Selbstinduktions-Koeffizient; sie sei gegeben durch $m_1 \cdot \frac{dZ}{di_t} = L_{s1}$.

Es wird also

$$e_{st} = - L_s J_{max} 2\pi\nu \cdot \cos (2\pi\nu t).$$

Aus dieser Gleichung ist zu ersehen, daß e_s einen sinusförmigen Verlauf mit der Zeit erhält, wenn L_s constant wird und der Strom sich sinusförmig ändert.

Es ist nun interessant zu erfahren, ob e_{st} mit dem Strome phasengleich ist oder etwa eine Phasenverschiebung besitzt; Aufklärung hierüber gibt folgende Betrachtung:

Es wird e_{st} ein Maximum $= E_s$, wenn der Ausdruck $\cos (2\pi\nu t) = 1$ wird; dann ist

$$E_s = - L_{s1} \cdot J_{max} \cdot 2\nu\pi.$$

Führen wir diese Größe in die allgemeine Gleichung für den Momentanwert e_{st} ein, so wird

$$e_{st} = E_{s1} \cdot \cos 2\pi\nu t$$

oder auch

$$e_{st} = E_{s1} \cdot \sin (2\pi\nu t - \tfrac{\pi}{2}).$$

Man kann nun für den Momentanwert des Stromes schreiben

$$i_t = J_{max} \cdot \sin 2\pi\nu t.$$

Durch Vergleich der Gleichungen für e_{st} und i_t erkennt man, daß der Momentanwert des Stromes dem Momentanwert der elektromotorischen Kraft der Selbstinduktion um $\frac{\pi}{2}$, also 90^0 voraneilt.

Digitized by Google

Würden wir nun in die Spule hinein einen Eisenkern bringen, und zwar so, daß die Kraftlinien innerhalb des Eisens eine geschlossene Bahn bilden (siehe Fig. 2), so kann im allgemeinen auch noch von einer Zunahme des Kraftliniensystems mit wachsendem Strom gesprochen werden. Aber diese Zunahme wird nicht mehr proportional dem Strome erfolgen, sondern nach einer Gesetzmäßigkeit sehr komplizierter Natur. Die Zunahme der Kraftlinien mit wachsendem Strome wird bei schwachen Strömen und mithin schwachen magnetischen Induktionen im Eisen etwa noch proportional dem Strome verlaufen, bei größeren Strömen und folglich auch größeren magnetischen Sättigungen jedoch nur noch wenig wachsen; die Kurve, welche diese Abhängigkeit der Kraftlinien von dem Magnetisierungsstrome angibt, nennt man „Magnetisierungskurve“ eines Eisensystems. Eine derartige Kurve ist in Fig. 3 dargestellt. [a]*)

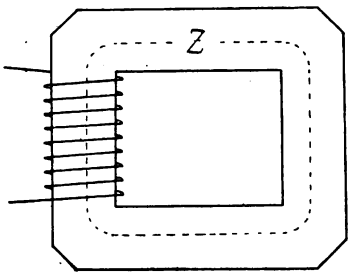


Fig. 2.

Nimmt nun der Momentanwert des Stromes wieder ab, so wird nicht wieder die Kurve *a* in Fig. 3 durchlaufen, sondern die Kraftlinien weisen eine Abhängigkeit vom Strome auf, die durch Kurve *b* in Fig. 3 dargestellt ist. Diese unter dem Namen „Hysteresis“ bekannte Erscheinung führt nun im Verein mit dem nicht geradlinigen Verlaufe der Abhängigkeit der Kraftlinien vom Strome dazu, daß man für Systeme mit Eisen den Begriff des Selbstinduktionskoeffizienten nicht mehr anwenden kann. Es wird eben für solche Systeme $m_1 \cdot \frac{dZ}{di_t}$ nicht mehr konstant, sondern um so mehr variabel, je höher die Sättigung des Eisens getrieben wird und je mehr Hysteresis das betreffende Eisen zeigt. Bei fast sämtlichen gebräuchlichen Wechselstromapparaten bleibt die magnetische Sättigung jedoch verhältnismäßig niedrig, und man bringt Eisensorten zur Anwendung, die infolge ihrer Reinheit und Weiche nur

*) Siehe auch Band I, 3. Abschn.

Digitized by Google

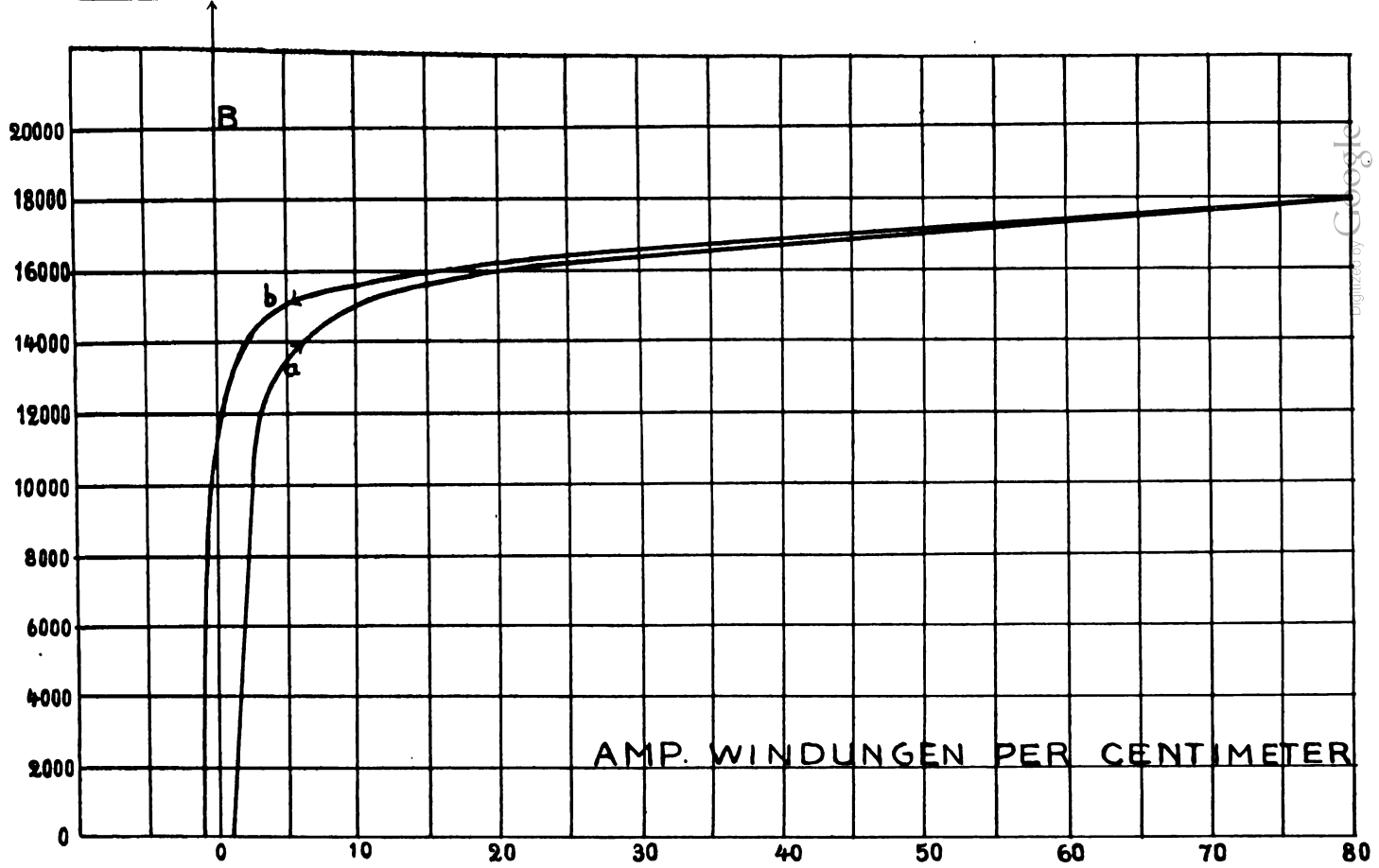


Fig. 3.

Digitized by Google

geringe Hysteresis aufweisen, um übermäßige Erwärmung zu vermeiden. Man arbeitet also auf dem geraden Ast der

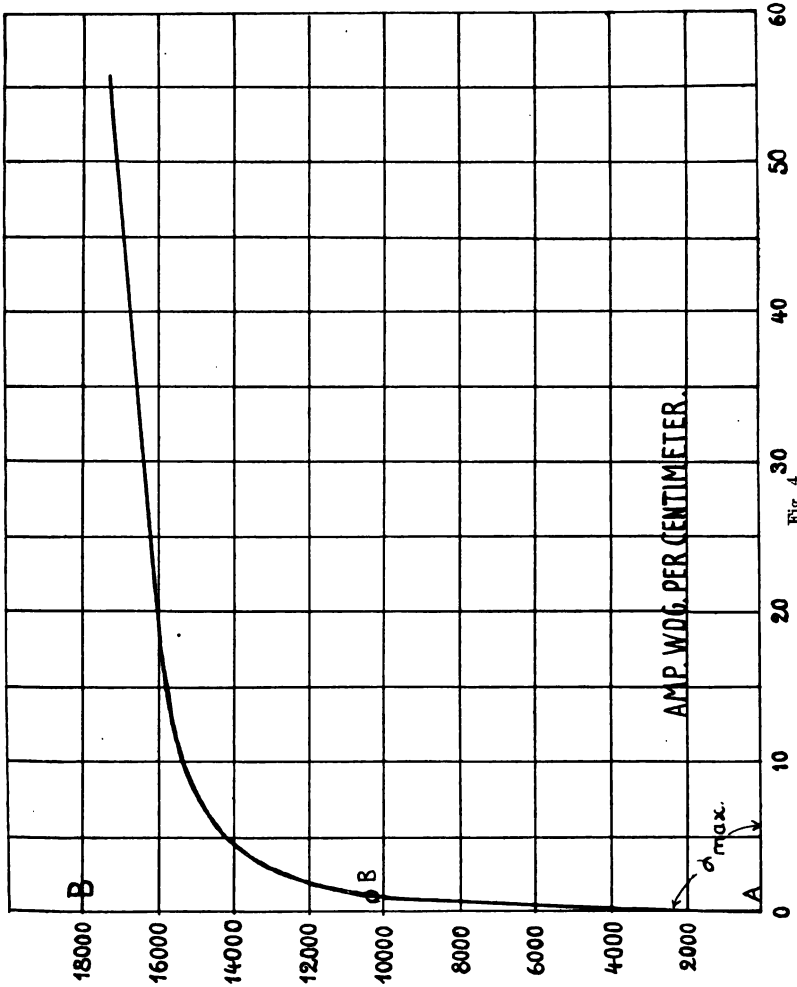


Fig. 4.

Magnetisierungskurve, etwa zwischen den Punkten *A* und *B* (Fig. 4).

Digitized by Google

Es ist nun $tg\ a_{max} = \frac{d\,Z}{d\,i_t}$; als Selbstinduktionskoeffizienten bezeichnet man dann gewöhnlich den im Maximum auftretenden, also $m_1 \cdot \frac{d\,Z}{d\,i_t}$ im Nullpunkt gemessen.

Es wird also gewöhnlich gesetzt

$$L_s = m_1 \cdot tg\ a_{max}$$

wobei a_{max} der Ansteigungswinkel im Nullpunkt ist.

Die Kurven von e_{st} und i_t werden unter Voraussetzung von $L_s \cong$ Const. wieder angenähert sinusförmig verlaufen, wie im Falle $L_s =$ Const.

Für stärkere Sättigungen, wie sie bei Transformatoren für niedrige Periodenzahlen angewendet werden, werden die Erscheinungen bedeutend komplizierter, und es seien im folgenden hierüber einige Betrachtungen angestellt.

Eine Spule mit Eisenkern sei an einer Wechselspannung angeschlossen, die sich genau wie bei unsern bisherigen Betrachtungen sinusförmig ändert.

Diese Spannung müßte nun kompensiert werden durch eine aus der Spule heraus erzeugte *E. M. K.* der Selbstinduktion, welche durch das entstehende und verschwindende Kraftliniensystem der Spule in deren Windungen induziert wird. Dies Kraftliniensystem ist nun proportional der jeweiligen magnetischen Induktion, es müßte sich mithin gleichfalls die magnetische Induktion sinusförmig ändern, um ein sinusförmiges e_{st} zu erzeugen.

Um nun die Form der Stromkurve zu ermitteln*), ist in Abb. 5 links die Hysteresisschleife gezeichnet, wobei als Abszisse der Strom, als Ordinate die der Kraftlinienzahl und e_{st} proportionale Induktion B aufgetragen ist. Rechts ist als Kurve k die Spannung $= e_{st}$ und als a der gleichfalls sinusförmige Verlauf von B gezeichnet worden.

Zu einer Zeit O''' herrscht eine Induktion B'''. Der Punkt B auf der Hysteresisschleife entspricht dieser Induktion B'''. Um nun diese Magnetisierung hervorzurufen, ist ein Strom $Q\,B$ gleich der Abzisse von B nötig. Dieser Strom ist von O'' aus als $O''B'$ als Ordinate aufgetragen. Durch Wieder-

*) Siehe auch Bd. I, S. 107.

Digitized by Google

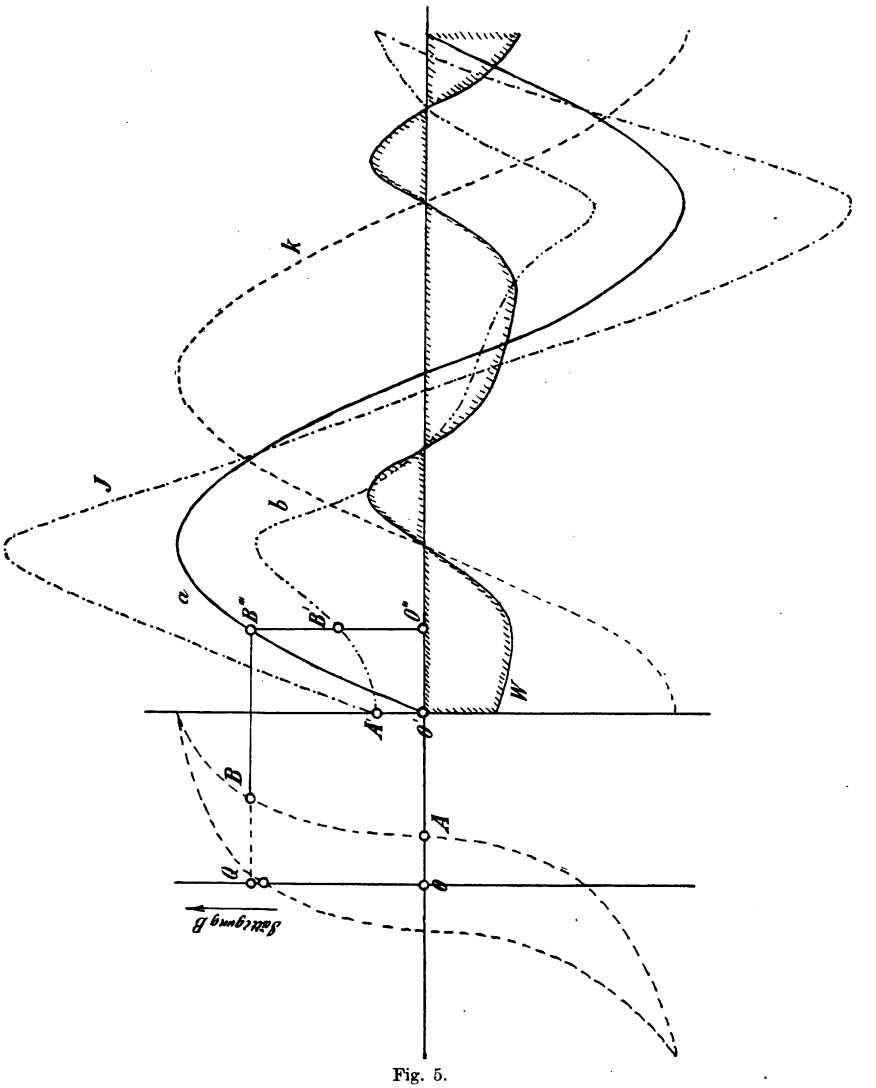


Fig. 5.

holung dieser Konstruktion entsteht die den Verlauf des Stromes darstellende Kurve *b* (in der Fig. 5 strichpunktiert

Digitized by Google

gezeichnet). Man ersieht sofort, daß diese Kurve b stark von einer Sinuskurve abweicht; wohl läßt dieselbe sich jedoch in Sinuskurven mit höheren Harmonischen zerlegen. Aus der Zerlegung erkennt man das Vorhandensein von Oberschwingungen dritter Ordnung neben der Grundwelle.

Es ist noch eine Kurve W in Fig. 5 gezeichnet, welche den für die Magnetisierung erforderlichen Arbeitsverbrauch darstellt und durch Multiplikation der Kurve b mit k erhalten ist. Würde die Magnetisierung ohne Arbeit zu erfordern geschehen, so müßten die Flächen der Kurve W oberhalb und unterhalb der Abszissenachse gleich ausfallen. Dies würde beispielsweise der Fall sein, wenn die Stromkurve ebenso wie die Spannungskurve sinusförmig wäre. Infolge der Hysteresis jedoch entstehen erhebliche Verluste, die sich aus einer Ungleichheit der Flächen während einer Periode ersehen lassen. Die Größe dieser Arbeit ist aus der Flächendifferenz leicht zu ermitteln. Da jedoch dies Verfahren eine genaue Ermittelung von Strom und Spannungskurven voraussetzt, pflegt man die Hysteresisverluste meistens nach der von **Steinmetz** angegebenen Formel zu berechnen.

Es bezeichnet

V_h = Hysteresisverluste pro ccm Eisen,
ξ ein Koeffizient (Watt pro ccm Eisen),
ν Periodenzahl der Magnetisierung,
B_{max} = maximale Eiseninduktion,

dann wird

$$V_h = \xi \cdot B_{max}^{1,6} \cdot \nu \cdot 10^{-7}.$$

Hat der Eisenkern ein Volumen von R ccm, so wird

$$V_{hR} = R \cdot \xi B_{max}^{1,6} \nu \cdot 10^{-7}.$$

Je nach der Qualität des zur Verwendung kommenden Eisens schwankt der Wert von ξ zwischen 0,0008 und 0,0025; als Mittelwert kann für Transformatorenblech 0,0015 gelten.

Auch die Dicke der Bleche hat auf den Wert von ξ einen merklichen Einfluß, jedoch liegen hierüber zurzeit nur sehr widersprechende Angaben vor, so daß an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen werden kann.

Digitized by Google

Es liegen ferner Versuche ven Benischke vor, welche eine Erhöhung des Hysteresisfaktors lediglich durch die Bearbeitung der Bleche ergeben haben. (E. T. Z. 1901, S. 700.)

Es scheint auch eine allmähliche Erhöhung der Hysteresisverluste von Transformatoren festgestellt zu sein mit zunehmendem Alter und Gebrauch derselben. (Siehe E. T. Z. 1903, S. 407 und 1904, S. 497.)

Um nun trotz dieser verschiedenen Fehlerquellen bei der Vorausberechnung ein einigermaßen zuverlässiges Resultat zu erhalten, genügt es im allgemeinen, bei Transformatoren einen Zuschlag von 7 ~ 10% zu den nach der letzten Formel berechneten Verlusten zu machen. Versuche haben ergeben, daß alsdann das Resultat einigermaßen der Wirklichkeit entspricht.

Bei Asynchromotoren, bei denen eine umfassendere Bearbeitung der Bleche vorgenommen werden muß, wie z. B. das Stanzen der Nuten, ist ein Zuschlag von 10 bis 15% zum rechnerisch ermittelten Resultat zu machen.

Vorausgesetzt ist im vorstehenden gut geglühtes Transformatorenblech von ca. 0,5 mm Stärke. Die Bleche werden ausgewalzt, auf Maß geschnitten und nun unter Luftabschlag in einer Muffel geglüht. Man läßt sie dann ganz allmählich abkühlen.

Weiteres über magnetische Eigenschaften von Eisenblechen ist zu ersehen aus Ewing, Magnetische Induktion in Eisen und verwandten Metallen.

Fig. 3 stellt die Abhängigkeit der magnetischen Induktion von der Ampèrewindungszahl per cm Kraftlinienweg dar, und zwar für Transformatorenblech guter Qualität.

Die Hysteresisschleife für derartige Bleche ist verhältnismäßig schmal.

Die magnetischen Kraftlinien schneiden nun bei der Ummagnetisierung nicht allein die Drähte der Bewicklung und rufen in diesen Spannungen hervor, sondern teilweise auch die Bleche des Eisenkernes. Infolgedessen entstehen in den Blechen Ströme, die offenbar um so größer werden, je besser die Bleche leiten. Man bezeichnet diese Ströme als „Wirbelströme“. Um diese Erscheinung zu studieren, ist in Fig. 7 ein einzelnes Blech herausgezeichnet.

Digitized by Google

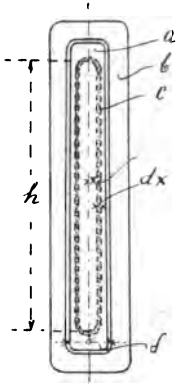


Fig. 6a.

a stellt den Querschnitt durch das Blech dar, b ist eine um das Blech herumgelegte magnetisierende Spule. Die Kraftlinien sind dann senkrecht zur Papierebene zu denken.

Es sei nun ein Strompfad dx im Abstande x von der Mitte herausgenommen.

Dieser umschließt eine Fläche

$$F = 2\,x\,h.$$

Wenn eine maximale Induktion B_{max} innerhalb des Bleches herrscht, so wird die von dem Strompfade dx eingeschlossene Kraftlinienzahl:

$$2\,x \cdot h \cdot B_{max}.$$

Führen wir jetzt einen Faktor f_1 ein, der im wesentlichen von der Form der *E. M. K.*-Kurve abhängig ist und nach Fleming das Verhältnis des Effektivwertes zum Mittelwert darstellt, (siehe Repetitorien, Bd. IV, S. 19 ff.) so können wir allgemein schreiben:

Die im Strompfade dx herrschende *E. M. K.* e_f wird

$$e_f = f_1 \cdot 2 \cdot 2 \cdot \nu \cdot 2\,x \cdot h \cdot B_{max}\,10^{-8}.$$

Für die Sinuskurve ist $f_1 = 1{,}11$.

Pro cm Länge in Richtung von h wird folglich für den Strompfad, wenn $2\,x \cdot << h$ ist:

$$d\,e_f = 4 \cdot f_1 \cdot \nu \cdot x \cdot B_{max} \cdot 10^{-8}.$$

Bezeichnen wir ferner mit s_e den spezifischen Widerstand des Eisens, so wird pro cm Strompfadlänge und pro qcm Stromquerschnitt ein Widerstand s_e herrschen.

Es wird folglich eine Stromstärke auftreten

$$d i_f = 4 \cdot f_1 \cdot \nu \cdot \frac{x}{s_e} \cdot B_{max} \cdot 10^{-8}.$$

Die Wattverluste per cm³ werden

$$s_e \cdot (d i_f)^2 = 4^2 \cdot f_1^2 \cdot \nu^2 \cdot B_{max}^2 \cdot \frac{x^2}{s_e} \cdot 10^{-16}.$$

Digitized by Google

Führt man jetzt die Blechdicke δ ein, so kann man den mittleren Effektverlust finden, indem man zwischen den Grenzen $x = -\frac{\delta}{2}$ und $x = +\frac{\delta}{2}$ integriert und den Mittelwert durch Division durch δ einführt

$$\frac{1}{\delta}\int_{-\frac{\delta}{2}}^{+\frac{\delta}{2}} 4^2 \cdot f_1^2 \frac{\nu^2}{s_e} \cdot B_{max}^2 \cdot x^2 \cdot 10^{-16} \cdot dx = \frac{4}{3} \cdot f_1^2 \cdot \frac{\nu^2}{s_e} \cdot B_{max}^2 \cdot \delta^2 \cdot 10^{-16}.$$

Bei Einführung des Spezifischen Widerstandes des Eisens von ca. 0,1 per m und mm² erhalten wir

$$\text{Wirbelstromverluste pro cm}^3 = 1{,}33 \cdot f_1^2 \cdot \nu^2 \cdot B_{max}^2 \cdot \delta^2 \cdot 10^{-11} \text{ Watt.}$$

Bei der Berechnung dieser Verluste war eine gewisse Strombahn vorausgesetzt. Die Form derselben ist jedoch sehr von Zufälligkeiten abhängig. So kann dieselbe erheblich infolge von Bearbeitung der Bleche geändert werden, indem die Leitfähigkeit im Bleche selbst stark variiert. Ferner können infolge von Stanzgrat die Isolationen der einzelnen Bleche überbrückt werden, so daß die Breite x nicht zwischen den Grenzen $+\frac{\delta}{2}$ und $-\frac{\delta}{2}$ liegt, sondern größer erscheint. Ferner können endlich Bolzen und Stoßfugen der Bleche Anlaß zu Wirbelströmen geben. Bei guten Fabrikaten sucht man diesen unvorhergesehenen und unberechenbaren Verlusten durch sorgfältige Entfernung des Grates und durch Vermeidung von Bolzen nach Möglichkeit entgegenzuarbeiten.

Führt man die Blechdicke in mm ein, so werden die Wirbelstromverluste in Watt pro cm³

$$= \varepsilon_0 \cdot \delta^2 \cdot f_1^2 \cdot B_{max}^2 \cdot \nu^2 \cdot 10^{-14}.$$

Dabei ist

$$\varepsilon_0 = 12 \text{ bis } 20 \text{ zu setzen.}$$

Hat der gesamte Eisenkern ein Volumen von R Litern, so werden die **gesamten Verluste** durch Wirbelströme im Kerne

$$V_W = R \cdot \varepsilon_0 \, \delta^2 \cdot \nu^2 \cdot B_{max}^2 \cdot f_1^2 \cdot 10^{-11} \text{ Watt.}$$

Digitized by Google

Als Durchschnittswert ist $\varepsilon_0 = 18$ zu setzen.

Die Transformatorenkerne werden meistens durch 0,5 mm starke Bleche gebildet, welche durch Bolzen zusammengehalten werden, die in besonderen Unterlegscheiben oder auch Platten vernietet oder verschraubt werden. Auch diese Teile werden natürlich von Kraftlinien durchsetzt, und bei jedem Wechsel des Kraftliniensystems werden in diesen Befestigungsteilen Wirbelströme entstehen.

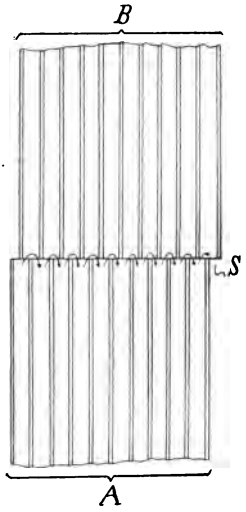


Fig. 7.

Auch benachbarte Gehäuseteile geben zur Bildung von Wirbelströmen Veranlassung und können sich bei ungünstiger Anordnung nicht unbeträchtlich erhitzen. Auch eine verkehrte Anordnung der Stoßfugen kann Anlaß zur Wirbelstrombildung geben. In Fig. 7 stellt *A* einen Teil der Schenkelbleche eines Transformators dar; durch *B* sind die darüberliegenden Jochbleche angedeutet. Wie man sieht, überbrücken in der angedeuteten Stellung die Jochbleche die Fugen der Schenkelbleche und geben so den Wirbelströmen Wege frei. Um das Auftreten dieser Wirbelströme unmöglich zu machen, pflegt man alle Fugen durch Zwischenlegen von Preßspan-Isolation elektrisch zu isolieren. Den Wirbelströmen werden dadurch die Wege abgeschnitten.

Aus demselben Grunde müssen die Bleche vor der Zusammensetzung entgratet werden. Dies geschieht entweder durch Abschleifen der Bleche an Carborundumscheiben oder durch Walzen der Bleche auf einem Schartenwalzwerk. Der Stanzgrat wird dadurch weggedrückt. Es kann auch vorkommen, daß sich die Trennfugen der Jochbleche mit denen der Schenkelbleche kreuzen. In diesem Falle ist natürlich ebenfalls eine Isolierschicht zwischen Schenkel und Joch zu bringen.

Mehrere Firmen verzapfen auch die Joch- und Schenkelbleche von Transformatoren miteinander, so daß die Kraftlinien die Trennfugen zwischen den Joch- und Schenkelblechen durchsetzen müssen (Fig. 8).

Digitized by Google

Diese Anordnung ist im allgemeinen wenig empfehlenswert, denn die magnetische Induktion wird innerhalb eines Blechpaketes *a* sehr variieren, so daß infolgedessen beträchtliche Wirbelströme auftreten können. Die Kosten der Herstellung werden außerdem bedeutend größer als bei der vorhin beschriebenen Anordnung.

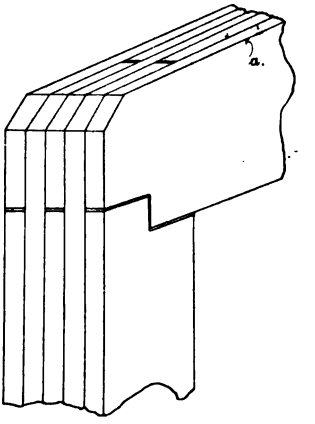


Fig. 8.

Bei großen Transformatoren für niedrig gespannte Wechsel- oder Drehströme kommt man oft auf sehr große Abmessungen von Kupferleitern. Auch in diesen werden starke Wirbelstrombildungen stattfinden, wenn man massive Kupferleiter anwendet, da beträchtliche Differenzen der magnetischen Induktion zwischen zwei Leiterteilen sein können; man braucht daher häufig für derartige Wechselstrom führende Wicklungen mehrere durch Isolation getrennte dünne Drähte, die man parallel schaltet, oder auch Kabel, aus mehreren Litzen mit feinen Drähten bestehend. Bei diesem Kabel, Maschinen- oder gepreßtes Kabel genannt, genügt die auf den einzelnen Kupferleitern befindliche dünne Oxydschicht, um wenigstens bis zu einem gewissen Grade die Bildung von Wirbelströmen zu verhindern. Da aus solchem Kabel gewickelte Spulen im allgemeinen eine geringe Steifigkeit zeigen und sich leicht verbiegen, ferner viel Luft in solchen Spulen sich befindet, imprägniert man diese Spulen in neuester Zeit mit sog. Compound, einem asphaltartigen Bindemittel, in welches die Spulen im Vakuumtrockenofen bei ca. 150° Celsius getaucht werden. Die Spulen werden dadurch steinhart und erhalten neben einer genügend großen Festigkeit eine gute Wärmeleitfähigkeit, so daß die in den Windungen der Spule auftretende Wärme bequem nach außen abgeführt werden kann. Es sei an dieser Stelle bemerkt, daß solche an der Oberfläche schwarze Spulen etwa 15 bis 20% geringere (infolge der besseren Ausstrahlung der schwarzen Farbe) Temperaturen aufweisen als Spulen mit hellem Lackanstrich.

Digitized by Google

Kehren wir nach dieser Abschweifung wieder zu unserer in Fig. 1 dargestellten Vorrichtung zurück! Wir hatten auf Seite 12 gesehen, daß der Momentanwert des Stromes dem Momentanwert der elektromotorischen Kraft der Selbstinduktion um 90° voraneilt. Es ist klar, daß dies Gesetz auch dann noch seine Gültigkeit hat, wenn die Spule, wie in Fig. 2 dargestellt, einen Eisenkern enthält und der Strom sinusförmig bleibt. Dies ist natürlich nur dann zu erwarten, wenn die Hysteresisschleife, wie sie in Fig. 3 dargestellt ist, nur schmal ist. Wir werden später sehen, daß man bei den gebräuchlichen Periodenzahlen von 40 bis 60 per Sekunde nur geringe Maximalwerte der magnetischen Sättigung anzuwenden pflegt; ferner zeigt das für Transformatoren und Asynchronmotoren gebräuchliche Eisen, wie bereits erwähnt, sehr schmale Hysteresisschleifen. Der auftretende Strom wird also sehr angenähert sinusförmig werden und die harmonische Welle dritter Ordnung wird nur sehr wenig hervortreten.

Wir wollen jetzt mit w_1 den Ohmschen Widerstand der Windung 1 bezeichnen. Der momentane Wert des Ohmschen Spannungsabfalls wird dann zur Zeit $t = w_1 \cdot i_t$.

Wir konnten nun nach S. 3 für einen sinusförmigen Strom setzen

$$i_t = J_{max} \cdot (\sin 2\pi\nu t).$$

Folglich wird

$$w_1 \cdot i_t = \cdot J_{max} \cdot w_1 \ (\sin 2\pi\nu t) = e_{wt}.$$

Wir sehen also, daß der Ohmsche Spannungsabfall des Systems bei schmaler Hysteresisschleife gleichfalls nach dem Sinusgesetze während einer Periode schwanken muß; weiter erkennen wir, daß diese *E.M.K.* des Ohmschen Spannungsabfalls phasengleich mit dem Strome verläuft, da der Winkel $2\pi\nu t$ sowohl in der Gleichung für den Strom wie für den Ohmschen Spannungsabfall vorkommt.

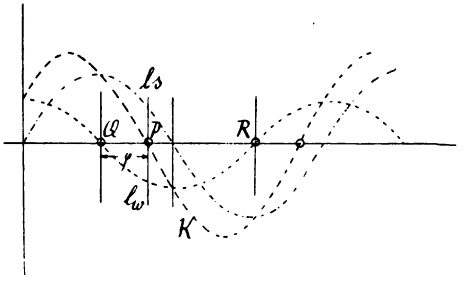


Fig. 9.

Digitized by Google

Wir haben in der Spule also zwei *E.M.K.* von gänzlich verschiedenem Verhalten kennen gelernt.

1) *E.M.K.* der Selbstinduktion

$$e_{st} = - L_s \cdot J_{max} \cdot 2\pi\nu \cdot \cos(2\pi\nu t).$$

2) *E.M.K.* des Ohmschen Spannungsabfalls

$$e_{wt} = - w_1 \cdot J_{max} \cdot \sin(2\pi\nu t).$$

Mit Hilfe eines geeigneten Meßinstruments, z. B. eines Kurvenindikators oder Oscillographen, wird man nun an den Enden der Spule eine Spannung messen können, die gleich der Summe der beiden Spannungen $e_{st} + e_{wt}$ ist. Diese Spannung ist in Fig. 9 durch Kurve k dargestellt. Man pflegt diese Spannung als Klemmenspannung der Spule zu bezeichnen, weil sie sich an den Klemmen der Spule vorfindet. Sie läßt sich schreiben als

$$k = e_{st} + e_{wt} = -w_1 \cdot J_{max} \cdot \sin(2\pi\nu t) - L_s \cdot 2\pi\nu \cdot J_{max} \cdot (\cos 2\pi\nu t)$$
$$= - J_{max} [w_1 \cdot \sin(2\pi\nu t) + L_{s1} \cdot 2\pi\nu \cdot (\cos 2\pi\nu t)].$$

Man hat nun anstatt des Augenblickswertes der Spannung und des Stromes die meßbaren Werte oder die sog. Effektivwerte der Spannung und des Stromes einzuführen, da diese eine bequemere Rechnung ermöglichen. (S. Bd. IV, S. 3ff.)

Bei sinusförmiger Spannung wird der Effektivwert gleich dem Maximalwert dividiert durch $\sqrt{2}$. Wenn der Index f den Effektivwert von Strom und Spannung bezeichnet, so kann man aus der obenstehenden Gleichung auch entwickeln

$$k_f = e_{sf} + e_{wf} = i_f \sqrt{[w_1^2 + (2\pi\nu L_{s1})^2]}$$

(c. f. Bd. IV, S. 10).

Wird jetzt diese Gleichung quadriert, so erhält man

$$k_f^2 = i_f^2 \cdot w_1^2 + (2\pi\nu L_{s1})^2 \cdot i_f^2,$$

dabei ist

$i_f \cdot w_1 = e_{wf} =$ dem Ohmschen Spannungsabfall,

$(2\pi\nu L_s)^2 \cdot i_f = e_{sf} =$ der *E.M.K.* der Selbstinduktion.

Die *E. M. K.* der Selbstinduktion kann praktisch am besten folgendermaßen berechnet werden:

Digitized by Google

Es war $e_{st} = -m_1 \cdot \frac{dZ}{dt}$; setzen wir $e_{st} = e_{fs} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin 2\pi\nu t$

für die Sinuskurve, so wird $\int dZ = -\frac{e_{fs} \cdot \sqrt{2}}{m_1} \cdot \int \sin 2\pi\nu t \cdot dt$

oder aber

$$e_{fs} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot \nu \cdot m_1 \cdot Z_{max} \cdot 10^{-8} = 4{,}44 \cdot \nu \cdot m_1 \cdot Z_{max} \cdot 10^{-8} \text{ in Volt.}$$

Führen wir nach Bd. IV, S. 3 u. 4 dem Formfaktor der Sinuskurve $= 1{,}11 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ ein, so wird allgemein:

$$e_{fs} = 4 \cdot f_1 \cdot m_1 \cdot \nu \cdot Z_{max} \cdot 10^{-8} \text{ Volt.}$$

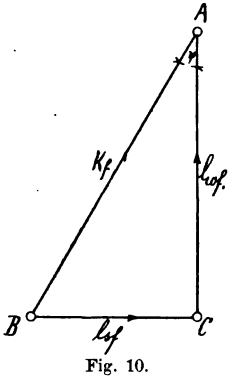


Fig. 10.

Die Gleichung für k_f^2, S. 17, können wir durch ein rechtwinkliges Dreieck darstellen,

dessen Hypotenuse $= AB = k_f$

„ eine Kathete $= BC = e_{sf} = L_{s1} \cdot 2\pi\nu \cdot i_f$

„ andere „ $= CA = e_{wf} = w_1 \cdot i_f$ ist.

Kehren wir zu Fig. 9 zurück, so erkennen wir, daß die Kurve e_w bei Q die Abszissenachse schneidet; die Kurve K schneidet die Abszissenachse erst zu einer späteren Zeit bei P; zwischen beiden liegt eine Zeit, die der Strecke PQ entspricht. Die Zeit RQ stellt eine halbe Periode dar; folglich entspricht diesem ein Winkel von 180 °, wenn wir die ganze Periode als Kreis darstellen würden. Wir können deshalb auch die Zeitstrecke PQ als einen Winkel φ auffassen, es müßte dann werden:

$$\frac{\varphi}{180} = \frac{PQ}{QR}; \qquad \varphi = 180 \cdot \frac{PQ}{QR}$$

Diesen Winkel φ bezeichnet man als Phasenverschiebungswinkel der Kurve e_{wt} gegen k. Wir hatten vorher gesehen, daß e_{wt} mit dem Strome i_t phasengleich ist. Daher können wir auch den Winkel φ als Phasen-

Digitized by Google

verschiebungswinkel des Stromes i_f gegenüber der Klemmenspannung k_f an der Spule bezeichnen. Wir finden diesen Winkel auch in Fig. 10 wieder, und zwar wird

$$\varphi = BAC.$$

Man erkennt aus der Figur ohne weiteres, daß der Winkel φ schwankt, je nachdem das Verhältnis von $AC : AB$ gemacht wird, und zwar wird

$$tg\,\varphi = BC : AC = \frac{e_{sf}}{e_{wf}} = \frac{i_f \cdot 2\pi\nu L_{s1}}{i_f \cdot w_1} = \frac{2\pi\nu L_{s1}}{w_1}.$$

Wie man leicht aus dieser Gleichung erkennt, spielt der Zähler des Bruches die Rolle eines Widerstandes. Man sieht ferner, daß dieser Widerstand mit wachsender Periodenzahl zunimmt, während der Ohmsche Widerstand w, unbeeinflußt von der Periodenzahl, konstant bleibt. Würde man einer Spule daher einmal Wechselstrom von 25 Perioden zuschicken, das andere Mal einen solchen von 50 Perioden, so würde $tg\,\varphi$ sich im letzteren Falle verdoppeln.

Die Größe $2\pi\nu L_{s1}$ bezeichnet man auch als Wechselstromwiderstand oder Induktanz der Spule. Betrachten wir die Gleichung

$$k_f = i_f \sqrt{w_1^2 + (2\pi\nu L_{s1})^2}$$

so weist diese einige Analogie mit dem Ohmschen Gesetz auf. Der Ausdruck $\sqrt{w_1^2 + (2\pi\nu L_{s1})^2}$ spielt die Rolle eines Widerstandes; diesen Ausdruck bezeichnet man im Gegensatze zum Ohmschen Widerstand mit dem Ausdruck Impedanz. Die Beziehung zwischen Impedanz, Ohmschen Widerstand und Induktanz lautet demnach:

(Impedanz)^2 = Ohmscher Widerstand)^2 + (Induktanz)^2*).

*) Siehe Bd. I § 34.

Digitized by Google

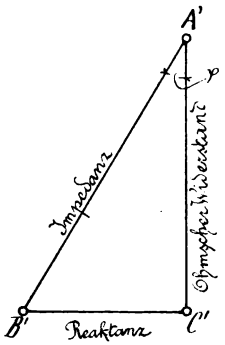


Fig. 11.

Auch die Beziehungen zwischen diesen drei Größen lassen sich durch die Beziehungen der drei Seiten eines rechtwinkligen Dreieckes darstellen ($A'B'C'$). Auch in diesem Dreieck tritt der Phasenverschiebungswinkel φ zwischen Strom und Klemmenspannung auf.

Wir können die in Fig. 2 dargestellte Anordnung dazu gebrauchen, in einem Wechselstromkreise eine gewisse Phasenverschiebung des Stromes gegen die Spannung hervorzubringen. Die Spannung eilt dabei dem Strome voraus. Man bezeichnet derartige Vorrichtungen als Drosselspulen. Durch geeignete Verteilung des Verhältnisses Ohmscher Widerstand zu Induktanz kann man die Phasenverschiebung auf einen ganz bestimmten Betrag bringen.

Zweites Kapitel.

Beispiel einer Drosselspule.

In einem Stromkreis mit einer Periodenzahl von 50 pro Sekunde, 110 Volt Spannung und sinusförmigem Wechselstrom soll eine Phasenverschiebung von $\cos\varphi = 0{,}8$ bei einem Strome von 10 Amp. mit Hülfe einer Drosselspule hervorgebracht werden.

Der Gesamtwiderstand (Impedanz) des Stromkreises muß also

$$\frac{110}{10} = 11^{\Omega} \text{ betragen.}$$

Die Phasenverschiebung ist angegeben zu $\cos\varphi = 0{,}8$, als sogenannter Leistungsfaktor. (Hierüber siehe Bd. IV, S. 12ff.)

Diesem $\cos\varphi = 0{,}8$ entspricht ein Phasenverschiebungswinkel $\varphi = 36^0\,50'$.

Die Tangente von $36^0\,50'$ würde sein

$$tg\,\varphi = tg\ 36^0\,50' = 0{,}749.$$

Digitized by Google

Es wird folglich

$$\frac{2\pi\nu \cdot L_s}{w_1} = 0{,}749$$

ferner war

$$(2\pi\nu L_s)^2 + w_1{}^2 = 11^2.$$

$$2\pi\nu L_s = w_1 \cdot 0{,}749.$$

$$w_1{}^2 \cdot 0{,}749 + w_1{}^2 = 11^2,$$

daraus

$$w_1 = \sqrt{69} = 8{,}3^{\Omega}$$

$$2\pi\nu L_s = 8{,}3 \cdot 0{,}749 = 6{,}2^{\Omega}$$

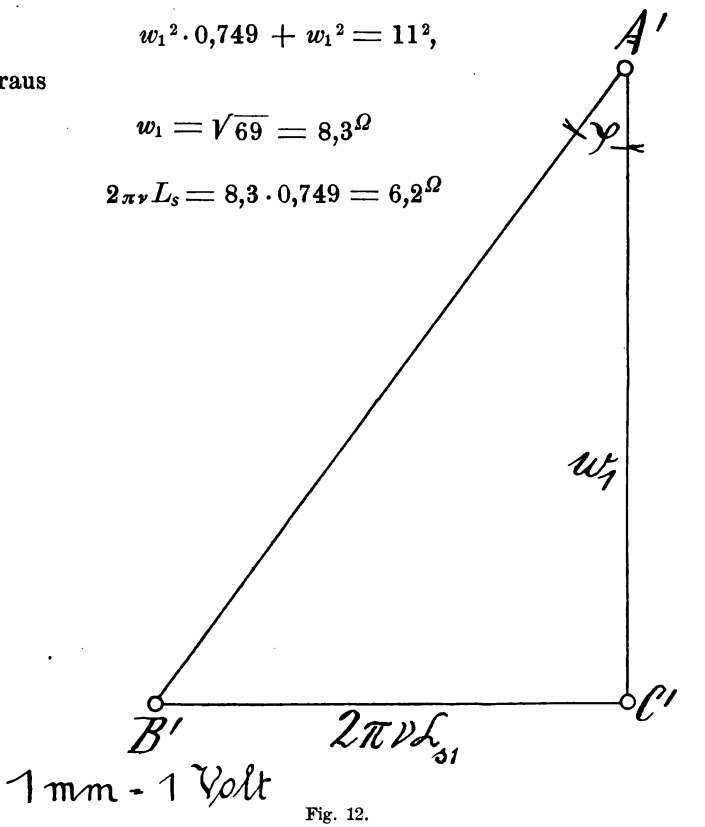


Fig. 12.

Die Beziehung zwischen Impedanz von 11^{Ω}, $2\pi\nu L_s = 6{,}2^{\Omega}$ und $w_1 = 8{,}3^{\Omega}$ stellt Fig. 12 dar.

Digitized by Google

Es ist $A'C' = 8{,}3$; $B'C' = 6{,}2$; $A'B' = 11^{\Omega}$.

Die *E.M.K.* werden

$$e_s = 6{,}2 \cdot 10 = 62 \text{ Volt.}$$
$$e_w = 8{,}3 \cdot 10 = 83 \text{ Volt.}$$

Bezeichnen wir die Windungszahl der Spule mit m_1, so wird die *E.M.K.* der Spule allgemein nach S. 18.

$$e_s = 4 \cdot f_1 \cdot m_1 \cdot \nu \cdot Z_{max} \cdot 10^{-8}$$

Für die Sinuskurve wird $f_1 = 1{,}11$.

Wir rechnen nun aus der Gleichung den Wert für $m_1 \cdot Z_{max}$ aus

$$m_1 \cdot Z_{max} = \frac{e_s \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot \nu \cdot} = \frac{62 \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot 50} = 2{,}8 \cdot 10^7.$$

Um hinreichend gute Abkühlungsverhältnisse der Drosselspule zu haben, pflegt man die magnetische Induktion zu ca. 6000 zu wählen. Damit man ferner dem Strom proportionale Kraftlinienzahl bekommt, fügt man dem Eisenkern einen Luftspalt ein. Dieser betrage in unserm Falle 0,5 cm. Wir können, dann, wie eine Proberechnung zeigt, den magnetischen Widerstand des Eisens gegenüber dem der Luft vernachlässigen.

Für die Luft wird

$$\text{magn. Induktion} = B_e = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{m_1 \cdot i_f}{0{,}5} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{m_1 \cdot 10}{0{,}5}.$$

Rechnen wir einen Luftquerschnitt von derselben Größe wie den Eisenquerschnitt, so erhalten wir auch eine Luftsättigung = 6000. Es wird folglich

$$m_1 = \frac{6000}{4\pi} \cdot 0{,}5 = 240.$$

Es war nun

$$m_1 Z_{max} = 2{,}8 \cdot 10^7.$$

Demnach wird

$$Z_{max} = \frac{2{,}8 \cdot 10^7}{240} = 1{,}17 \cdot 10^5.$$

Digitized by Google

Der Eisenquerschnitt wird also

$$q_e = \frac{Z_{max}}{B} = \frac{1{,}17 \cdot 10^5}{6000} = 19{,}5 \text{ qcm.}$$

Wir fertigen den Kern aus Eisenblechen von 0,5 mm Stärke an. Es kommt auf Isolation der Bleche untereinander etwa 10% des Gesamtquerschnittes. Dieser wird also

$$19{,}5 \cdot 1{,}1 = 21{,}5 \text{ qcm.}$$

Wählen wir den Kern quadratisch, so ist die Abmessung der Kernseiten $= \sqrt{21{,}5} \cong 4{,}7$ cm. Die Drosselspule soll zwei Spulen enthalten. Jede Spule hat 120 Windungen. Beide sind in Serien geschaltet. Es würde nun konstruktiv schwierig sein, wollte man den Ohmschen Widerstand in diese Spulen hinein verlegen, da die Abkühlung dann eine unzulängliche sein würde. Wir müßten nämlich dann

$$10^2 \cdot 8{,}3 = 830 \text{ Watt}$$

im Ohmschen Widerstand in Wärme umsetzen; da nun zur Innehaltung der normalen Temperaturerhöhung von ca. 50° etwa 30 qcm Oberfläche für jedes verlorengehende Watt, in unserm Falle also $30 \cdot 830 = 24900$ qcm erforderlich sein würden, so ziehen wir vor, den Ohmschen Widerstand der Spule selbst kleiner zu machen und der Spule einen geeigneten Widerstand vorzuschalten. Auch durch diese Anordnung wird die richtige Wirkung erzielt.

Die Länge einer Spule wählen wir vorläufig zu 12 cm. Die Strombelastung des Spulendrahtes sei vorläufig zu 2 Amp. pro qmm angenommen Es ist also ein Querschnitt des Kupfers von $10 \cdot 0{,}5 = 5$ qmm erforderlich, d. h. ein Kupferdraht vom Durchmesser 2,5 mm blank, 2,8 mm zweimal mit Baum-

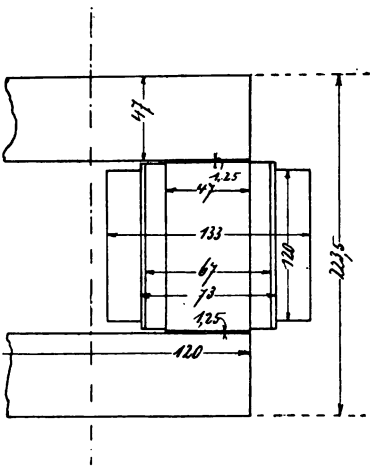


Fig. 13.

Digitized by Google

wolle besponnen. Derselbe wird mit Standard Varnish getränkt einen Durchmesser von 3 mm aufweisen. Auf eine Länge von 120 mm lassen sich 40 Drähte unterbringen. Es sind demnach drei Lagen gleich 9 mm erforderlich. Die Spulen sind frei auf Papphülsen von Kreisquerschnitt zu wickeln. Der innere Durchmesser der Hülse wird ca.

$$4{,}7 \cdot \sqrt{2} \cong 67 \text{ mm}.$$

Die Wandstärke der Röhre sei 3 mm. Der innere Durchmesser der Windungen wird also 73 mm. Der äußere Windungsdurchmesser ist 133 mm. Der mittlere Windungsdurchmesser wird 103 mm. Die Länge einer mittleren Windung wird folglich $103 \cdot \pi = 324$ mm $= 0{,}324$ m. Die Drahtlänge einer Spule wird also $0{,}324 \cdot 120 = 39$ m.

Der Ohmsche Widerstand wird $\frac{0{,}02 \cdot 39}{5} = 0{,}156^{\Omega}$ für die Spule im warmen Zustande (daher ist hier mit einem spezifischen Widerstande 0,02 gerechnet).

Die Stromwärmeverluste der Spule betragen

$$10^2 \cdot 0{,}156 = 15{,}6 \text{ Watt}.$$

Die Oberfläche des Spulenmantels wird $13{,}3 \cdot \pi \cdot 12 = 500$ qcm. Es entfällt aber auf jedes verlorengehende Watt eine Oberfläche von $\frac{500}{15{,}6} = 32$ qcm. Die Spule ist also hinreichend groß dimensioniert. Der gesamte Ohmsche Widerstand der beiden Spulen beträgt $2 \cdot 0{,}156 = 0{,}312^{\Omega}$. Der Drosselspule sind also $8{,}3 - 0{,}312 = 7{,}88^{\Omega}$ induktionsfreier Widerstand vorzuschalten.

Die Abmessungen der Drosselspule gehen aus Fig. 13 hervor. Eine Prüfung der Eisenverluste ergibt, daß auch diese die durch die Temperaturerhöhung vorgeschriebene Größe nicht überschreiten.

Der Luftspalt wird dadurch hergestellt, daß man, wie Fig. 13 andeutet, die Trennfugen des Eisenkernes durch vier Preßspanstücke von 1,25 mm Stärke bildet. Die Spule und der Eisenkern werden mit schwarzem Mattlack angestrichen, um eine gute Abkühlung infolge der günstigen Ausstrahlungsverhältnisse der matten schwarzen Farbe zu

Digitized by Google

gewährleisten. Diese Ausstrahlung ist unter Umständen bis zu 20% größer als bei einer gleichen, aber hell und glänzend lackierten Spule.

Drittes Kapitel.

Der Einspulentransformator.

Legen wir an die Klemmen der im vorigen beschriebenen Drosselspule ein Voltmeter, so werden wir eine Spannung von ca. 62 Volt bei einem Stromdurchgang von 10 Amp. messen können. Der exakte Wert würde sein

$$k = \sqrt{62^2 + (0{,}312 \cdot 10)^2} = \sqrt{3849} \cong 62{,}1 \text{ Volt.}$$

Würde man das Voltmeter an eine Windung anlegen, so wäre die *E.M.K.* derselben

$$\frac{62{,}1}{240} = 0{,}259 \text{ Volt.}$$

Allgemein würde die *E.M.K.* von m_2 Windungen werden (siehe S. 22)

$$e_{f2} = 4 \cdot f_1 \cdot m_2 \cdot \nu \cdot Z_{max} \cdot 10^{-8}.$$

Die gesamte Spannung der Selbstinduktion war

$$e_{f1} = 4 \cdot f_1 \cdot m_1 \cdot \nu \cdot Z_{max} \cdot 10^{-8}.$$

Es wird also

$$\frac{e_{f2}}{e_{f1}} = \frac{4 \cdot f_1 \cdot m_2 \cdot \nu\, Z_{max} \cdot 10^{-8}}{4 \cdot f_1 \cdot m_1 \cdot \nu \cdot Z_{max} \cdot 10^{-8}} = \frac{m_2}{m_1}.$$

Die elektromotorischen Kräfte von m_2 Windungen verhalten sich also zur gesamten *E.M.K.* wie die Windungszahl m_2 zur Gesamtzahl der Windungen. Man kann folglich von einer Umwandlung der Spannung sprechen. Die ganze Vorrichtung wird als Einspulentransformator bezeichnet. Man unterscheidet nun zwei verschiedene Anordnungen, die im Prinzip jedoch gleich sind. Diese beiden Anordnungen sind in den Fig. 14 und 15 schematisch dargestellt.

Digitized by Google

In Fig. 14 ist m_2 kleiner als m_1; folglich wird auch e_{f2} kleiner als e_{f1}. Man bezeichnet diese Art der Transformation der Spannung als ein Herabtransformieren.

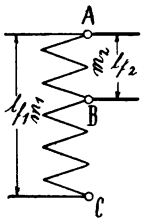


Fig. 14.

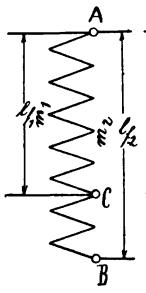


Fig. 15.

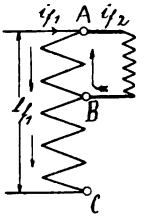


Fig. 16.

In Fig. 15 ist m_2 größer als m_1 gemacht. Es sind also noch Windungen hinzugefügt worden. Hierbei wird e_{f1} größer als e_{f2}. Man spricht dann von einem Herauftransformieren der Spannung.

Bei derartigen Anordnungen pflegt man nun den Magnetisierungsstrom durch möglichste Verminderung der Luftspalte zu verkleinern.

Würden wir, wie dies in Fig. 16 dargestellt ist, einen Ohmschen Widerstand zwischen A und B setzen, so können wir aus den m_2 Windungen einen Strom i_{f2} entnehmen. Diesem Strome entsprechen nun $m_2 \cdot i_{f2}$ Ampèrewindungen, welche das ursprüngliche Feld Z_{max} schwächen würden. Da Z_{max} jedoch konstant bleiben muß, weil e_{f1} konstant bleibt, so müssen notwendigerweise im Transformator Ampèrewindungen auftreten, die $i_{f2} \cdot m_2$ kompensieren. Diese werden geliefert durch einen **Strom** i_{f1} und von den **Windungen** m_1; es muß also sein

$$i_{f2} \cdot m_2 = i_{f1} \cdot m_1;$$

oder

$$i_{f1} = i_{f2} \cdot \frac{m_2}{m_1}$$

$$\frac{i_{f1}}{i_{f2}} = \frac{m_2}{m_1}.$$

Während sich die Spannungen also wie die Windungszahlen verhalten, müssen sich die Ströme umgekehrt wie die Windungen verhalten.

Der ganze Vorgang läßt sich am übersichtlichsten durch folgendes **Diagramm** darstellen.

OZ sei die Richtung des Feldes Z_{max}.

Digitized by Google

Dies Feld wird durch den Magnetisierungsstrom i_{fm} erzeugt; OD ist der Richtung und der Größe nach gleich den Ampèrewindungen des Magnetisierungsstromes $m_1 \cdot i_{fm}$ gemacht.

Die Kraftlinien Z schneiden die m_2 Windungen und erzeugen so eine *E.M.K.*, welche der Richtung nach um 90° hinter dem Felde hereilt, da die Kraftlinienänderung am größten ist, wenn das Feld vom positiven Wert durch Null zum negativen Wert übergeht, und am geringsten ist, wenn das Feld in der Nähe des Maximalwertes nahezu konstant ist.

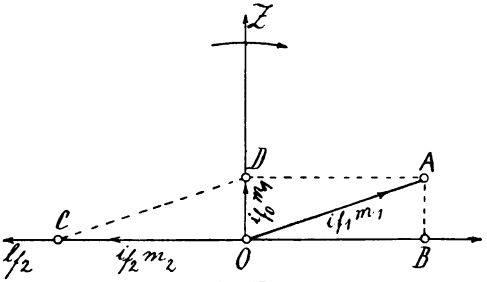


Fig. 17.

Wir haben nun vorauszusetzen, daß der Widerstand des gesamten sekundären Schließungskreises induktionsfrei ist.

Dann wird der Sekundärstrom i_{f2} phasengleich mit e_{f2} sein, also gleichfalls die Richtung OC besitzen. Die Ampèrewindungen von i_{f2} sind gegeben durch $i_{f2} \cdot m_2$ und in der Figur gleich OC gemacht. Durch die primär aufzuwendenden Ampèrewindungen müssen wir nun zunächst diese sekundären Ampèrewindungen kompensieren, damit dieselben keine Störung auf unser Feld Z ausüben. Dies ist in der Figur dadurch angedeutet, daß $OB = OC$ entgegengesetzt zu $m_2 \cdot i_{f2}$ angetragen wurde. Außer diesem Betrage müssen aber die Feldampèrewindungen $i_{fm} \cdot m_1$ noch vom Primärkreis geliefert werden. Es wird offenbar eine gewisse Primärampèrewindungszahl $i_{f1} \cdot m_1$ aufgewendet werden müssen, die sich resultierend aus OD und OB ergibt und durch OA dargestellt ist. OA stellt auch der Richtung nach die primären Ampèrewindungen dar. Wenn wir die Strecken OD, OA und OB im Diagramm durch m_1 dividieren, so stellt OD den Magnetisierungsstrom i_{fm} dar, OA ergibt den Primärstrom i_{f1} und OB gibt den im Verhältnis $\frac{m_2}{m_1}$ reduzierten Sekundärstrom, also $i_{f2} \cdot \frac{m_2}{m_1}$ an.

Digitized by Google

Wir erkennen nun aus dem Diagramm folgendes: Die Ströme i_{f1} und i_{f2} besitzen gegeneinander eine Phasenverschiebung von nahezu 180°. Die Phasenverschiebung wird genau 180°, wenn der Strom i_{fm} gleich Null wird. In praxi wird nun tatsächlich i_{fm} sehr klein gegen i_{f1}, man kann also mit einer Phasenverschiebung von ca. 180° zwischen i_{f1} und i_{f2} rechnen. Da nun in den m_2 Windungen die Summe von i_{f1} und i_{f2} fließen muß und diese Summe $= i_{f2} - i_{f1}$ ist, so erkennt man, daß die Drahtwindungen m_2 nur für eine Stromstärke $i_{f2} - i_{f1}$ dimensioniert zu sein braucht, also in vielen Fällen aus dünnerem Draht bestehen kann als die Wicklung zwischen B und C. (Siehe Fig. 16.)

Ähnliches trifft auch für die in Fig. 15 dargestellte Anordnung zu. Der Wicklungsabschnitt zwischen A und C führt die Summe der Ströme i_{f1} und i_{f2}, d. h. in diesem Falle $i_{f1} - i_{f2}$. Dieser Wicklungsteil kann folglich nach der Differenz des Primär- und Sekundärstromes dimensioniert werden.

Der Teil CB muß im ersteren Falle nach i_{f1}, im zweiten nach i_{f2} eingerichtet werden.

Derartige einspulige Transformatoren finden vielfache Anwendung als Spannungsteiler.

Wir haben nun bei unseren Betrachtungen mehrere Vernachlässigungen gemacht, um die ganzen Vorgänge anschaulicher zu machen.

Zunächst haben wir den Ohmschen Spannungsabfall in der Primär- und Sekundärspule vernachlässigt, sodann haben wir angenommen, daß alle Kraftlinien der m_1 Windungen auch alle Windungen m_2 schneiden, ferner daß umgekehrt auch die Kraftlinien, welche der Strom i_{f2} erzeugt, die sämtlichen m_1 Windungen schneiden. Nur in diesem Falle können wir nämlich eine Zusammensetzung der Ampèrewindungen $i_{f1} \cdot m_1$ und $i_{f2} \cdot m_2$ in der in Fig. 17 angedeuteten Weise vornehmen. Ferner ist der Einfluß der Hysteresis und Wirbelströme vernachlässigt worden; diese beiden geben Anlaß zu Verlusten, und diese Verluste müssen natürlich durch einen zusätzlichen Primär-Wattverbrauch, also durch einen zusätzlichen Primärstrom, gedeckt werden. Die ausführliche Behandlung dieser verschiedenen Größen wird auf S. 30 bei der Erläuterung des Transformatoren-Diagramms geschehen.

Digitized by Google

Viertes Kapitel.

Der Zweispulentransformator. Stromdiagramme.

Versehen wir die in Fig. 2 dargestellte Vorrichtung mit einer zweiten Wicklung, welche elektrisch von der ersten Wicklung isoliert ist, so erhalten wir den Zweispulentransformator in seiner einfachsten Ausführung. Diese Einrichtung wird auch kurzweg als Wechselstromtransformator bezeichnet. Er enthält eine Primärspule mit m_1 Windungen und eine Sekundärspule mit m_2 Windungen. Die Primärspule wird von einem Wechselstromnetze mit der Spannung e_{f1} gespeist. (Siehe Fig. 18.)

Es tritt bei offener Sekundärspule ein Kraftlinienfluß Z_1 auf, der herrührt von den Ampèrewindungen $m_1\, i_{fm}$, wo i_{fm} gleich dem Magnetisierungsstrom ist. Man kann diesen Strom genau wie bei der Drosselspule berechnen. In der Tat stellt der sekundär unbelastete Transformator nichts weiter dar als eine Drosselspule. Der Magnetisierungsstrom wird beim Transformator allerdings möglichst klein gemacht, während bei der Drosselspule durch Einfügung größerer Luftpfade in den Kraftlinienweg die magnetischen Widerstände und damit auch der Magnetisierungsstrom verhältnismäßig groß sind.

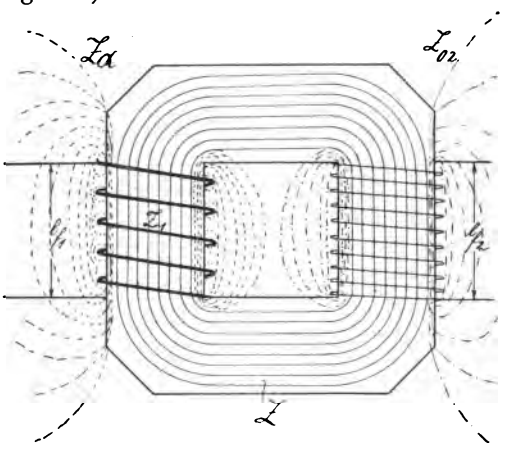


Fig. 18.

Das Kraftliniensystem Z_1 kommt nun in seiner ganzen Größe nicht auf die Sekundärspule m_2 zur Wirksamkeit, sondern es wird ein gewisser Prozentsatz von Kraftlinien durch Streuung vorher abzweigen und nicht mit der Spule m_2 verkettet sein. Diese Streukraftlinien sind in

Digitized by Google

Fig. 18 mit Z_a bezeichnet. Der Streufluß wird um so größer im Verhältnis zu Z_1 ausfallen, je größer das Verhältnis der magnetischen Leitfähigkeit des Streupfades gegenüber der des Nutzpfades ist. Maßgebend hierfür ist die Dimensionierung des Eisenkörpers sowohl wie die Lage der einzelnen Spulen gegeneinander. In einem späteren Abschnitt wird hierauf noch besonders eingegangen werden. Nach Abzug aller Streukraftlinien kommen mit den sekundären Windungen Z Kraftlinien zum Schnitt. Diese ergeben nun eine sekundäre *E.M.K.* e_{f_2}, die sich analog wie auf S. 25 berechnen läßt. Wir erhalten den Wert

$$e_{f_2} = 4 \cdot f_1 \cdot m_2 \cdot \nu \cdot Z \cdot 10^{-8} \text{ Volt}$$

wenn man mit Z die Amplitude des sinusförmig schwankenden Kraftflusses bezeichnet. Für die Sinuskurve wird der Formfaktor $f_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11$.

Für den leerlaufenden Transformator können wir das in Fig. 19 gezeichnete Diagramm aufstellen: In Richtung von OD liegt der Magnetisierungsstrom i_{fm}. Das Kraftliniensystem Z fällt in dieselbe Richtung. Die in der Primärwicklung erzeugte *E.M.K.* e_{f_1} besitzt die Richtung OC. Der Pfeil stellt den Drehsinn der Vektoren dar. Um diese *E.M.K.* e_{f_1} zu kompensieren, muß eine Spannung OA gleich $OC = e_{f_1}$ der Primärspule zugeführt werden. Diese *E.M.K.* ist sehr nahezu identisch mit der primären Klemmenspannung k_{f_1}, da der Ohmsche Spannungsabfall infolge des im allgemeinen sehr schwachen Magnetisierungsstromes vollkommen zu vernachlässigen ist. Wir haben nun zur Deckung der Hysteresis und Wirbelstromverluste einen primären Wattstrom i_{fv} nötig, dessen Richtung und Größe durch OE gegeben ist. Aus DO und OE resultiert nun ein Strom $OF = i_{f_1}$, der in Wirklichkeit auftretende Primärstrom. Da der Verluststrom meistens klein

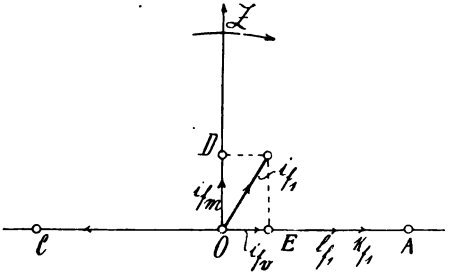


Fig. 19.

Digitized by Google

gegen den Magnetisierungsstrom ist, so besitzt der Primärstrom i_{f1} eine sehr große Phasenverschiebung gegenüber der Klemmenspannung k_{f1}, der $\sphericalangle \psi_1$ wird infolgedessen nahezu 90°, oder $\cos \psi$ nähert sich dem Werte Null.

Schließen wir nun die Sekundärwindungen durch einen **Ohmschen Widerstand,** so tritt ein Sekundärstrom i_{f2} auf. Dieser Sekundärstrom erzeugt wieder sekundäre Ampèrewindungen, wie dies beim Einspulentransformator der Fall war.

In Fig. 20 sind nun diese sekundären Ampèrewindungen als Strecke OG aufgetragen. Die Richtung von OF muß $\perp$ hinter der des Feldes Z liegen, wenn wir annehmen, daß der Sekundärstrom nur Ohmschen Widerstand zu durchlaufen hat. OD stellt die zur Erzeugung des Primärfeldes nötigen primären Ampèrewindungen $m_1 \cdot i_{fm}$ dar, OE die Ampèrewindungen $m_1\, i_{fV}$ des zur Deckung der Hysteresis und Wirbelstromverluste aufzuwendenden Primärstromes i_{fV}; OF ergibt der Größe und Richtung nach die bei Leerlauf aufzuwendenden Primär-Ampèrewindungen. Um nun das Feld Z unverändert zu erhalten — es muß unverändert bleiben, weil ja dieselbe Primärspannung zu kompensieren ist wie bei Leerlauf —, tragen wir von O aus die Strecke $OH = OG$ an. Wir müssen dann zur Erzeugung der Ampèrewindungen OF und OH eine aus beiden resultierende Primär-Ampèrewindungszahl OJ aufwenden. Dividieren wir sämtliche Größen im Diagramm durch die primäre Windungszahl m_1, so stellt die Strecke OJ den bei sekundärer Last auftretenden Primärstrom i_{f1} dar. Wie man erkennt, ist die Phasenverschiebung zwischen der primären Klemmenspannung (Richtung OH) gegen i_{f1} kleiner geworden als im Falle des Leerlaufs des Transformators. Der Phasenverschiebungswinkel wird um so kleiner, je größer OH im Verhältnis zum Leerlaufstrom wird, d. h. je mehr die sekundäre induktionsfreie Belastung des Transformators steigt.

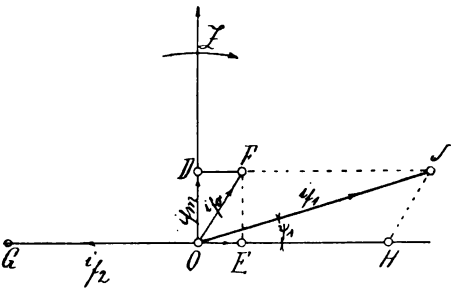


Fig. 20.

Digitized by Google

Belasten wir den Transformator im Sekundärkreise mit einem **induktiven Widerstande,** z. B. mit einer Drosselspule, so wird dieser eine Phasenverzögerung ψ_2 des Sekundärstromes gegen die Sekundäre *E.M.K.* hervorbringen. In Fig. 21 stellt *OK* die sekundären Ampèrewindungen, *OG* die sekundäre *E.M.K.* dar. Das Feld *Z* eilt *OG* um 90° voraus. *OF* stellt die Leerlaufampèrewindungen wie in Fig. 19 und 20 dar. *OL* ist entgegengesetzt und gleich *OK* aufgetragen. Es dient zur Kompensation der sekundären Ampèrewindungen. Die primären Ampèrewindungen ergeben sich demnach als resultierend aus *OF* und *OL* gleich *OJ*. Wie man erkennt, ist jetzt die Phasenverschiebung von i_{f1} zu e_{f1} gegenüber Fig. 20 gewachsen, und zwar wird dies im wesentlichen durch die sekundäre Phasenverschiebung ψ_2 hervorgerufen. Gleichzeitig bemerken wir auch noch ein Anwachsen des Primärstromes selbst, das durch ebendieselbe Ursache bewirkt ist.

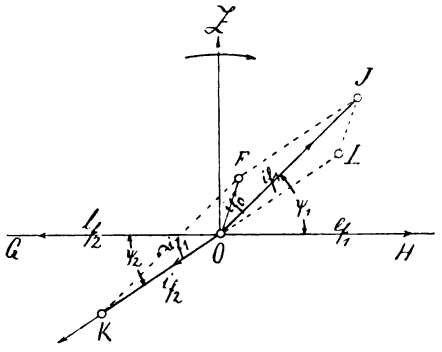


Fig. 21.

Belasten wir einen Transformator im sekundären Kreise mit einem **Kondensator** und **einem Ohmschen Widerstande,** so wird ψ_2 bekanntlich negativ, d. h. der sekundäre Strom eilt der *E.M.K.* e_{f2} voraus. Das dann zutreffende Diagramm ist in Fig. 22 dargestellt. Man ersieht daraus, daß ψ_2 und i_{f1} in diesem Falle kleiner geworden sind als bei induktionsfreier oder induktiver Belastung. (Fig. 22).

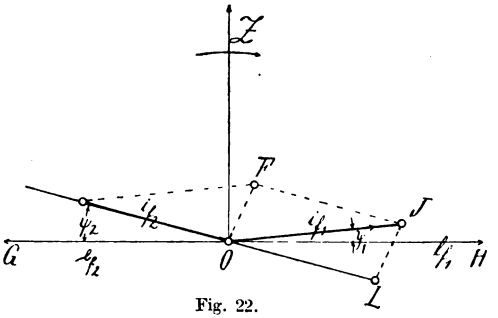


Fig. 22.

Digitized by Google

Es ist nun von großem Interesse zu erfahren, in welcher Weise sich der Primärstrom i_{f1} und die primäre Phasenverschiebung ändert, wenn man für **induktionsfreie** Belastung den sekundären Strom i_{f2} ändert.

Zu diesem Zwecke ist in Fig. 23 die im vorigen beschriebene Konstruktion des Primärstromes und der primären Phasenverschiebung für zwei verschiedene Sekundärströme OK und OK' durchgeführt worden. Es ist leicht zu beweisen, daß die Punkte J und J' mit F auf einer geraden Linie liegen müssen. Wir erkennen ferner, daß das Dreieck OJL ähnlich dem Dreieck KFO ist.

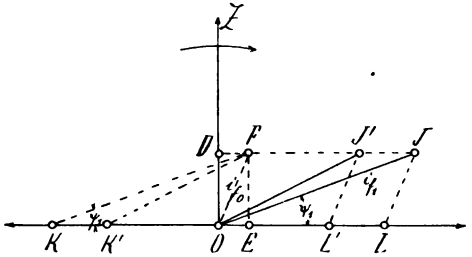


Fig. 23.

Folglich wird $\sphericalangle FKO$ gleich $JOL = \psi_1$. Nun ist

$$\text{tg } FKO = \frac{FE}{KE}; \quad FE = i_{fm};$$

$$KE = i_{f2} + i_{fV}; \quad \text{tg } \psi_1 = \frac{i_{fm}}{i_{f2} + i_{fV}}.$$

Wir können auch den primären Strom einführen, wenn wir setzen

$$KF = i_{f1}; \qquad \sin \psi_1 = \frac{KF}{FE} = \frac{i_{f1}}{i_{fm}}.$$

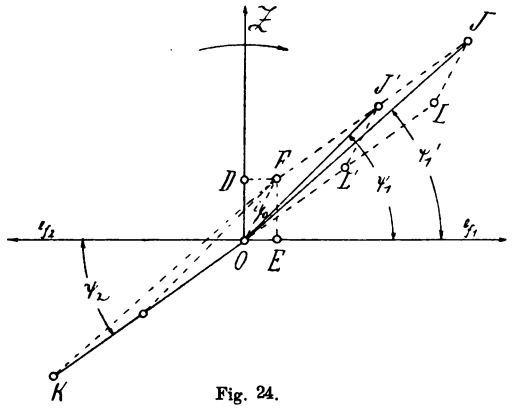


Fig. 24.

Eine ähnliche Konstruktion läßt sich durchführen, wenn i_{f2} **phasenverschoben** gegen e_{f2} ist. Für induktive Belastung ist die Konstruktion in Fig. 24 durchgeführt. Auch hierbei wird der geometrische Ort des primären Stromes durch eine Gerade FJ dargestellt;

Digitized by Google

diese Linie ist jedoch zum Unterschiede gegen Fig. 23 nicht parallel zu Linie OE, sondern um den Winkel ψ'_1 dagegen geneigt.

Die vorstehenden Diagramme enthalten die Ampèrewindungen des Transformators oder auch die entsprechend im Verhältnis der Windungszahlen reduzierten Ströme. Sie geben uns Aufschluß über das Verhalten der Ströme im Transformator bei verschiedenartiger Belastung desselben und lassen die zeitliche Aufeinanderfolge der Stromgrößen erkennen. Sie deuten auch die zeitliche Lage der Ströme und Ampèrewindungen zum Hauptfelde an.

Fünftes Kapitel.

Spannungsdiagramme.

Für den Leerlauf eines Transformators können wir das in Fig. 19 dargestellte Diagramm entwerfen. Betrachten wir in diesem Diagramm jedoch an Stelle der im vorigen Kapitel behandelten Ströme die Spannungen und das Feld, so sehen wir, daß die primäre Spannung e_{f1} und die sekundäre Spannung e_{f2} um 180° gegeneinander verschoben sind. Die erstere eilt dem Felde Z um 90° Grad voraus, die letztere befindet sich um 90° hinter dem Felde. Da nun nicht alle Kraftlinien des von den Primärwindungen erzeugten Feldes Z_1 zum Schnitt mit den Sekundärwindungen gelangen, sondern ein Streufluß Z_a vom Felde Z_1 vorher abzweigt, so lauten die Gleichungen für die $E.M.K.$

$$e_{f1} = -4 \cdot f_1 \cdot Z_1 \cdot \nu \cdot m_1 \cdot 10^{-8}$$

$$e_{f2} = -4 \cdot f_1 (Z_1 - Z_a) \nu \cdot m_2 \cdot 10^{-8}.$$

Das Übersetzungsverhältnis des Transformators wird also für Leerlauf

$$U = \frac{e_{f1}}{e_{f2}} = \frac{Z_1 \cdot m_1}{(Z_1 - Z_a) \cdot m_2}.$$

Die Größe $\frac{Z_1}{Z_1 - Z_a}$ hängt von der Anordnung des Eisenkörpers sowie der Spulen ab. Meistens verschwindet Z_a vollkommen gegen Z_1, so daß man mit sehr großer Annäherung setzen kann

Digitized by Google

$$U = \frac{e_{f1}}{e_{f2}} = \frac{m_1}{m_2}$$

d. h. das Übersetzungsverhältnis eines Transformators ist bei Leerlauf gleich dem Verhältnis der Windungszahlen.

Belasten wir den Transformator im Sekundärkreise, so kann man ein Sinken der Spannung an den Sekundärklemmen wahrnehmen. Der sekundär auftretende Strom i_{f2} erzeugt in den Sekundärwindungen, welche einen Ohmschen Widerstand w_2 besitzen mögen, einen Ohmschen Spannungsabfall $i_{f2} \cdot w_2$; ferner besitzen die Sekundärwindungen eine gewisse **Selbstinduktion** L_{s2}, d. h. sie erzeugen infolge des Stromdurchganges Kraftlinien, welche die Sekundärspule schneiden, ohne mit der Primärspule verkettet zu sein. Diese Kraftlinien sind in Fig. 18 als Z_{02} dargestellt. Die *E.M.K.* dieser Selbstinduktion sei durch e_{s2} bezeichnet. Es wird

$$e_{s2} = i_{f2} \cdot 2\pi\nu \cdot L_{s2} = \text{Strom} \times \text{Reaktanz}.$$

In Fig. 25 bezeichnet OM die Größe der sekundären *E.M.K.* e_{f2}; OK sei die Richtung des Sekundärstromes i_{f2}. Wir wissen nun, daß der Ohmsche Spannungsabfall $i_{f2} \cdot w_2$ in Richtg. des Stromes fällt, daß ferner der Spannungsabfall der Selbstinduktion $i_{f2} \cdot L_s \cdot 2\pi\nu$ senkrecht zur Richtung des Stromes steht. In Fig. 25 ist

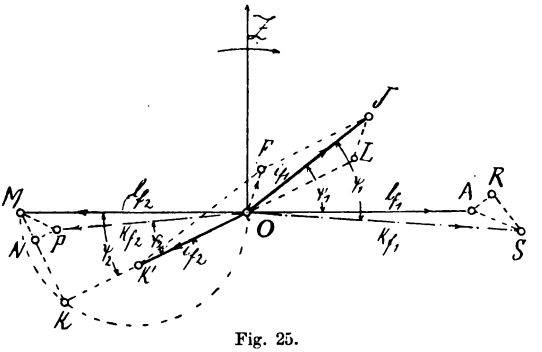


Fig. 25.

$$NM = i_{f2} \cdot L_1 \cdot 2\pi\nu = e_{s2}$$
$$NP = i_{f2} \cdot w_2$$

gemacht. Der gesamte sekundäre Spannungsabfall wird folglich gleich $MP = i_{f2}\sqrt{w_2^2 + (2\pi\nu\, L_{s2}^2)}$ resultierend aus NM und NP sein. Wir können nun an den sekundären Klemmen des Transformators eine Spannung $k_{f2} = OP$ messen, welche

Digitized by Google

aus MO und MP resultiert. Die **Klemmenspannung** k_{f2} besitzt einen Phasenverschiebungswinkel φ_2 gegenüber dem Strome i_{f2}, der durch die Beschaffenheit der äußeren Belastung des Transformators bedingt ist.

Das Feld eilt der $E.M.K.$ e_{f2} um 90° voraus, die $E.M.K.$ der Primärspule um 180°. Diese ist dargestellt durch die Strecke OA. Man kann jetzt aus dem Sekundärstrom $i_{f2} = OK'$ und dem Leerlaufstrom $i_{f0} = OF$ den Primärstrom $OJ = i_{f1}$ konstruieren, wie im vorigen Kapitel gezeigt wurde. Die Primärwindungen mögen einen Ohmschen Widerstand w_1 und eine Selbstinduktion L_{s1} haben. Es wird dann ein Spannungsabfall in Richtung des Primärstromes gleich $i_{f1} \cdot w_1$ und eine $E.M.K.$ der Selbstinduktion gleich $e_{s1} = i_{f1} \cdot L_{s1} \cdot 2\pi\nu$ senkrecht dazu auftreten. In Fig. 25 ist

$$AR = i_{f1} \cdot w_1$$

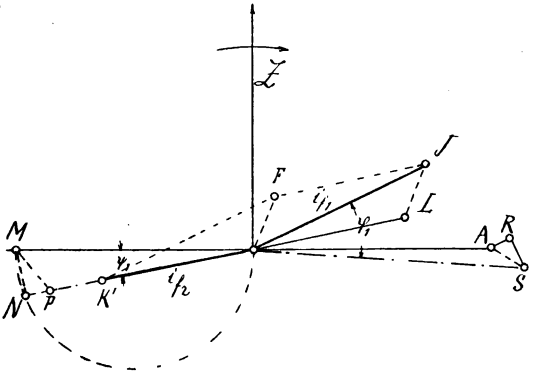
gemacht. $$RS = i_{f1} \cdot L_{s1} \cdot 2\pi\nu = e_{s1}$$

Aus beiden resultiert ein primärer Spannungsabfall

$$AS = i_f \sqrt{w_1^2 + L_{s1}^2 \cdot (2\pi\nu)^2}.$$

Zur Erzeugung von AS und OA müssen wir die aus beiden resultierende primäre Klemmenspannung k_{f1} aufwenden. Dieselbe besitzt einen Phasenverschiebungswinkel φ_1 gegenüber dem Primärstrom $OJ = i_{f1}$.

Das vorstehende Diagramm gibt Aufschluß über alle Spannungs-, Strom- und Phasenverschiebungsgrößen im Transformator. Durch analog dem Vorstehenden ausgeführte Konstruktionen ist es möglich, für verschiedene Belastungen das Verhalten der zitierten Größen darzustellen.

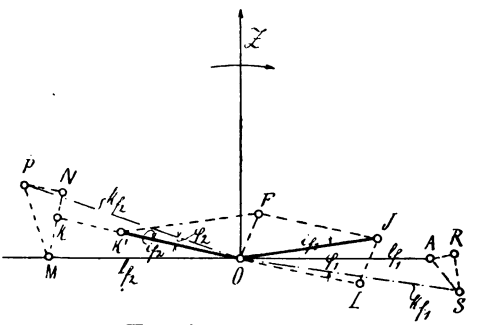


$\varphi_2 = 0$; induktionsfreie Sekundär-Belastung.
Fig. 26.

So stellt Fig. 26 ein Diagramm für induktionsfreie Belastung, Figur 27 ein solches für Kapazitätsbelastung dar. Wir er-

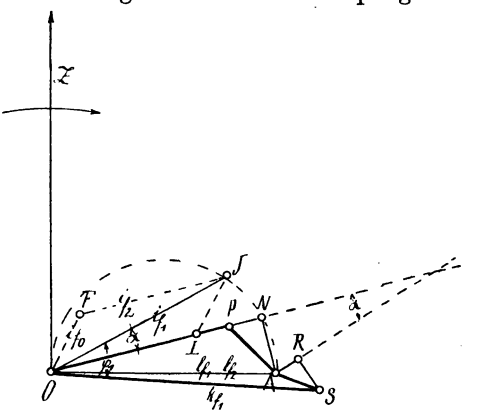
Digitized by Google

kennen aus den Figuren, daß für induktive Belastung der Primärstrom i_{f1} die primäre Phasenverschiebung φ_1 und der primäre Spannungsabfall e_{f1}-k_{f1} relativ am größten werden, daß alle Größen bei sekundär induktionsfreier Belastung sinken und bei Kapazitätsbelastung sogar negativ werden können. Ferner wird die Sekundärspannung k_{f2} am kleinsten bei induktiver Sekundärbelastung und wird größer als die sekundäre *E.M.K.* bei Kapazitätsbelastung. Dadurch, daß man z. B. i_{f2} konstant setzt und φ_2 variiert, kann man den geometrischen Ort des Punktes *P* festlegen, ebenso auch die Orte der anderen Größen. Dies hier durchzuführen würde jedoch nicht in den Rahmen dieses Büchleins passen. Es sei daher auf Arnold, Wechselstromtechnik, Bd. 2, S. 45, verwiesen.



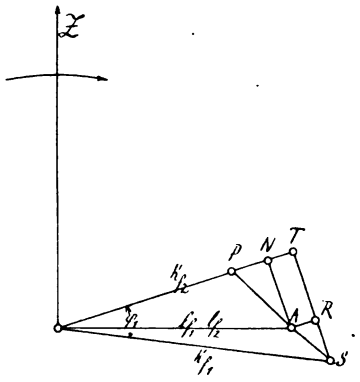
Kapazitäts-Belastung.
Fig. 27.

Die Spannungsdiagramme sind sämtlich so gezeichnet, als ob die primäre *E.M.K.* gleich der sekundären wäre, mithin das Übersetzungsverhältnis gleich 1 ist. Man pflegt die Diagramme im allgemeinen so zu entwerfen, da sonst die Ausdehnung derselben zu groß würde. Sehr häufig ordnet man die Diagrammgrößen auch in der in Fig. 28 dargestellten Form an. Dies Diagramm gilt für induktionsfreie Belastung und entsteht, wenn man die linke Seite der Fig. 26 um *O* so weit dreht, bis Punkt *M* mit *A* zu-



$\varphi_2 = O$; Diagramm für induktionsfreie Last.
Fig. 28.

Digitized by Google



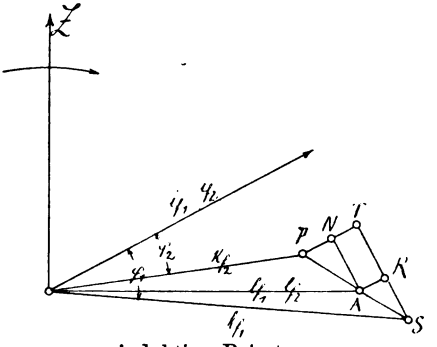
für induktionslose Belastung.

Fig. 29.

sammenfällt. Der Streckenzug PAS stellt den Verlauf des Spannungsabfalles dar, während OP die sekundäre Klemmenspannung k_{f2}, OS die primäre Klemmenspannung k_{f1} bezeichnet In der Figur ist der Winkel JOP mit α bezeichnet. Da nun meistens bei den üblichen Transformatoren i_{fo} sehr klein gegen $\frac{m_2}{m_1} \cdot i_{f2}$ gemacht wird, so wird $\alpha \cong 0$. Man kann daher das Diagramm vereinfachen, indem man annimmt, daß der Primärstrom mit der Richtung des Sekundärstromes zusammenfällt. Dies einfache Transformatoren-Diagramm weist die Strecke PT als Summe des primären und sekundären Ohmschen Spannungsabfalls, die Strecke TS als Summe der primären und sekundären $E.M.K.$ der Selbstinduktion auf. Es gibt mit hinreichender Genauigkeit Aufschluß über alle Spannungswerte des Transformators.

Für induktive Belastung ist das einfache Diagramm in Fig. 30 gezeichnet. Hierbei ist PT parallel mit dem Strome aufzutragen, während TS senkrecht dazu zu zeichnen ist.

In analoger Weise läßt sich auch ein ähnliches Diagramm für Kapazitätsbelastung zeichnen.



induktive Belastung.

Fig. 30.

Über weitere Diagramme, namentlich über die Ermittelung des prozentuellen Spannungsabfalls auf einfache Weise, siehe Arnold, Wechselstromtechnik, Bd. II, S. 50 ff.

Digitized by Google

Sechstes Kapitel.

Selbstinduktion der Spulen.

Wir haben im vorigen Kapitel gesehen, daß für den Spannungsabfall der Transformatoren die Selbstinduktion der Spulen in Frage kommt. Wir sehen aus Fig. 29 für induktionslose Last, daß die *E. M. K.* der Selbstinduktion $e_{s1} + e_{s2} = TS$ nahezu senkrecht zur Richtung der Spannungen steht und erkennen daraus, daß der Einfluß dieser Spannungen bei induktionsfreier Belastung nicht groß sein kann. Eine genaue Berechnung dieser Spannungen ist daher nicht nötig, da 10 oder 20 % Fehler bei der Berechnung dieser Größe keinen merklichen Einfluß auf die Größen k_{f1} und k_{f2} haben werden.

Anders liegt jedoch die Sache für Induktionsbelastung. Wie Fig. 30 erkennen läßt, steht hier TS nicht mehr annähernd senkrecht zu den Spannungen, sondern ist um $90 + \varphi_2$ gegen die sekundäre Klemmenspannung k_{f2} geneigt.

Der Einfluß eines Fehlers auf das Gesamtresultat würde folglich in diesem Falle ziemlich groß werden, und zwar um so größer, je größer die Phasenverschiebung φ_2 wird. In einem solchen Falle würde natürlich eine sorgfältigere Berechnung von $e_{s1} + e_{s2} = ST$ am Platze sein.

Für sehr starke Phasenverschiebung tritt der Ohmsche Spannungsabfall PT sehr in den Hintergrund, da er dann nahezu senkrecht zur sekundären Klemmenspannung steht.

Hieraus folgt ferner:

Für Transformatoren, welche Beleuchtungsnetze speisen und folglich sekundär annähernd induktionslos belastet sind, kommt es darauf an, den Spannungsabfall kleiner als 2,5 % zwischen Leerlauf und Vollast zu machen, da sonst die Helligkeit der angeschlossenen Glühlampen zu starken Schwankungen unterworfen sein würde. Dies wird hauptsächlich dadurch erreicht, daß bei diesen Transformatoren der Ohmsche Spannungsabfall klein gemacht wird, und zwar erreicht man diese durch Aufwand von verhältnismäßig vielem Kupfer. Gleichzeitig wird hierbei folgender Vorteil erkauft: Durch Anwendung von vielem Kupfer und wenigem Eisen werden die Leerlaufverluste des Transformators klein, da das nun zu magnetisierende Eisenvolumen klein ist. Da solche Transformatoren nun des Nachts oder im Sommer sehr wenig

Digitized by Google

belastet sind, so stellt sich der Betrieb eben des geringen Wattverbrauches bei Leerlauf wegen in den weiteren Fällen günstiger als der eines Transformators mit vielem Eisen und wenig Kupfer.

Für Transformatoren, welche Sekundärströme mit starker Phasenverschiebung abgeben sollen, wie z. B. an Asynchronmotoren oder rotierende Umformer mit Drosselspulenregulierung, muß man darauf sehen, daß die Selbstinduktionskomponente des Spannungsabfalles verhältnismäßig klein bleibt. Man erreicht dies durch reichliche Bemessung des Eisens und mithin auch des Kraftliniensystems des Transformators. Dadurch wird die Windungszahl klein und die Selbstinduktion zeigt niedrigere Werte als bei dem vorhin erwähnten Beleuchtungstransformator. Da derartige Transformatoren das ganze Jahr über gleichmäßig gut belastet sind, und zwar in den meisten Fällen bedeutend höher als mit der Durchschnittslast eines gleich großen Lichttransformators, so ist es klar, daß gegenüber dem Gesamtwattverbrauch eines solchen „Kraft"transformators die Eisenverluste zurücktreten, auch wenn sie verhältnismäßig größer sind als beim Lichttransformator. Für solche Transformatoren ist daher eine größere Eiseninduktion am Platze.

Wir werden weiter unten bei Gelegenheit der Verteilung der Verluste auf das Vorstehende noch zurückkommen.

Man unterscheidet der **Wicklung** nach zwei Arten von Transformatoren, nämlich:

1. Transformatoren mit Zylinderwicklung,
2. „ „ Scheibenwicklung.

Die Selbstinduktionskoeffizienten wurden zuerst eingehend von Kapp, Transformatoren (2. Aufl.), behandelt. Er benutzt zur Berechnung die Ermittelung der magnetischen Leitfähigkeit um eine Spule herum, durch Verfolgung der Kraftlinienwege.

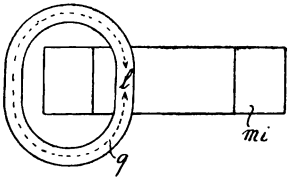


Fig. 31.

Denken wir unter dem Einfluß von $m \cdot i$ Ampèrewindungen ein Kraftliniensystem entstehen, so können wir ein Kraftlinienbündel vom mittleren Querschnitte q in cm^2 herausgreifen. Die mittlere Länge einer Kraftlinie dieses Bündels sei l in cm. Verläuft das System nur in

Digitized by Google

Luft, so gilt: Die magnetische Leitfähigkeit dieses Pfades wird

$$\lambda = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{q}{l}.$$

Die Kraftlinienzahl wird das Produkt aus Ampèrewindungen und Leitfähigkeit, also

$$Z = \lambda \cdot mi = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{q}{l} \cdot mi.$$

Auf diese Weise ist es möglich, die Kraftliniensysteme der verschiedenen Spulen eines Transformators zu erforschen; wir müssen allerdings beim Gebrauch dieser Methode die Kraftlinien der Spulen aufzeichnen. Für die in Frage kommenden Wicklungen macht man nun allgemein vereinfachende Annahmen bezw. des Verlaufs der Kraftlinien, und zwar nach dem Vorgange von Kapp sowie Arnold, Wechselstromtechnik, Bd. II.

Wir haben aus den Diagrammen gesehen, daß Primärstrom und Sekundärstrom um ca. 180° verschoben sind, d. h. einander entgegenwirken. Ferner waren die primären Ampèrewindungen gleich den sekundären. Betrachten wir zunächst die **Zylinderwicklung.** In einem gewissen Augenblicke, z. B. im Augenblicke des Maximalwertes der Ströme i_1 und i_2, tritt der Strom i_1 aus der Schnittebene der Fig. 32 aus Spule I aus, und in Richtung des Pfeils tritt der Sekundärstrom i_2 in Spule II ein. Daraus folgt, daß in dem Luftspalt zwischen den beiden Spulen Kraftlinien einheitlicher Richtung, im vorliegenden Falle von oben nach unten, auftreten müssen. Ein Teil I dieser Kraftlinien ist dabei mit der Spule I verkettet, der Rest mit Spule II.

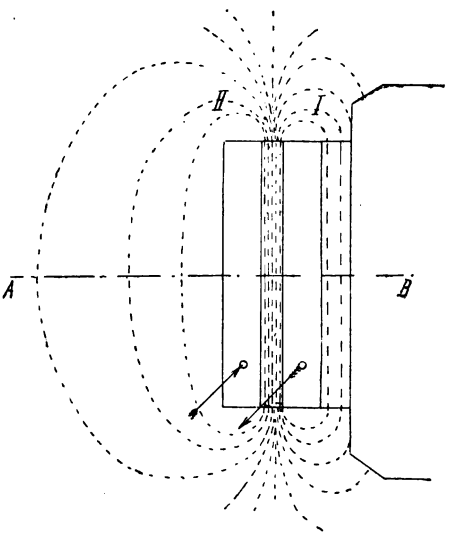


Fig. 32.

Digitized by Google

Wir bezeichnen
den primären Selbstinduktionskraftfluß mit Z_{01},
„ sekundären „ „ Z_{02}.

Wenn wir einen Schnitt AB durch die Spulen legen und über dem Schnitt die magnetomotorischen Kräfte der Ampèrewindungen I und II auftragen, so erhalten wir das Bild Fig. 33.

Die Spulendicken in radikaler Richtung seien mit δ_1 und δ_2 bezeichnet, der Luftspalt zwischen den Spulen sei in radialer Richtung gemessen gleich δ.

In Fig. 33 ist die Verteilung der Ampèrewindungen aufgezeichnet. Auf ein Kraftlinienbündel von der radialen Breite dx im Abstande x vom inneren Rande der Primärspule, deren innererDurchmesser D_1 sei, sind nun $\frac{m_1}{2} \cdot \delta_1$ Windungen der Spule I wirksam; wir müssen hierbei voraussetzen, daß zwei Schenkel des Transformators bewickelt sind, daß also zwei Primärspulen vorhanden sind und jede Primärspule $\frac{m_1}{2}$ Windungen hat. Für einen Transformator, bei dem z. B. vier Schenkel bewickelt wären, kämen $\frac{m_1}{4}$ Windungen in Frage. Für den zweischenkligen Einphasentransformator wird die folgende Betrachtung durchgeführt. Sie ist sinngemäß auf andere Typen übertragbar. Die magnetische Leitfähigkeit λ_x in diesem Kraftlinienelement ist, wie wir schon gesehen haben, proportional dem Querschnitt q und umgekehrt proportional der Länge des Pfades. Als Länge kommt im wesentlichen die Spulenlänge in Frage, da wir gesehen hatten, daß die Kraftliniendichten außerhalb der Spule sehr gering werden. Wir können mithin die Länge gleich der Spulenlänge l setzen. Der Querschnitt wird

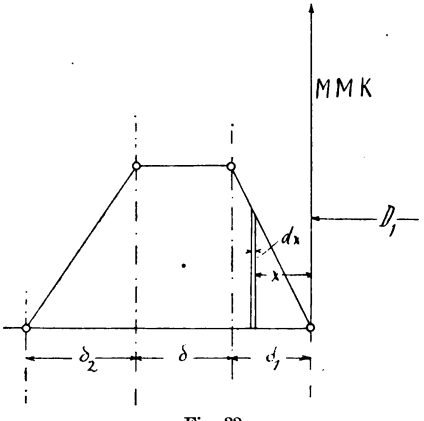


Fig. 33.

$$q = (D_1 + 2x) \cdot \pi \cdot dx = \text{Ringfläche. } dx.$$

Digitized by Google

Es wird also

$$\lambda_x = \frac{4\pi}{10} \cdot \left(\frac{D_1 + 2x}{l}\right) \cdot \pi \cdot dx.$$

Es würde also in diesem Pfade ein Kraftliniensystem auftreten

$$Z_x = \frac{4\pi}{10} \cdot \left(\frac{D_1 + 2x}{l}\right) \cdot \pi \cdot dx \cdot \frac{m_1}{2} \frac{x}{\delta_1}$$

wenn wir als Erregerstromstärke 1 Ampère einsetzen.

Der Selbstinduktionskoeffizient war definiert als dasjenige Kraftliniensystem, das bei einer Stromänderung um 1 Ampère entsteht oder verschwindet, multipliziert mit der Windungszahl der Spule $\frac{m_1}{2}$. Der Selbstinduktionskoeffizient würde sich in unserm Falle also ergeben als

$$L_{1\delta_1} = \int_{x=\delta_1}^{x=\delta_0} \frac{4\pi}{10} \left(\frac{D_1 + 2x}{l}\right) \cdot \pi \, dx \cdot \frac{m_1^2}{4} \frac{x}{\delta_1}$$

wenn wir die Kraftlinienverkettungen über δ_1 betrachten.

Dazu kommt noch

$$L_{1\delta} = \int_{x=\delta_1}^{x=\delta_1+\frac{\delta}{2}} \frac{4\pi}{10} \cdot \left(\frac{D_1 + 2x}{l}\right) \cdot \pi \cdot dx \cdot \frac{m_1^2}{4}.$$

Die Summe von $L_{1\delta_1} + L_{1\delta}$ würde den Induktionskoeffizienten L'_{s1} der Primärspule darstellen. Ähnlich könnte man auch den Induktionskoeffizienten der Sekundärspule mit $\frac{m_2}{2}$ Windungen erhalten.

Die Lösung der Integrale ergibt ziemlich komplizierte Ausdrücke (siehe Arnold, Wechselstromtechnik, Bd. II, S. 29). Man kann das Resultat jedoch bedeutend vereinfachen und nach dem Vorgange von Kapp schreiben

$$L_{s1} = \frac{m_1^2}{l \cdot 1{,}6} \cdot \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) \cdot U_1 \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{m_2^2}{l \cdot 1{,}6} \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) \cdot U_2 \cdot 10^{-8}.$$

Digitized by Google

Dabei ist U_1 gleich dem äußeren Umfang der primären Spule, U_2 gleich dem inneren Umfang der Sekundärspule.

Die primäre Reaktanz des Transformators wird also

$$L_{s1} \cdot 2\pi\nu = \frac{2\pi\nu \cdot m_1^2}{l \cdot 1{,}6}\left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_1 \cdot 10^{-8}.$$

Die sekundäre Reaktanz ist

$$L_{s2} \cdot 2\pi\nu = \frac{2\pi\nu \cdot m_2^2}{l \cdot 1{,}6} \cdot \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_2 \cdot 10^{-8}.$$

Daher wird

$$e_{s1} = i_{f1} \cdot L_{s1} \cdot 2\pi\nu = i_{f1} \cdot \frac{2\pi\nu \cdot m_1^2}{1{,}6\, l}\left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_1 \cdot 10^{-8}$$

$$e_{s2} = i_{f2} L_{s2} \cdot 2\pi\nu = i_{f1} \cdot \frac{2\pi\nu \cdot m_2^2}{1{,}6\, l} \cdot \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_2 \cdot 10^{-8}.$$

Der Transformator läßt sich nicht nur in der besprochenen Weise mit Zylinderspulen konstruieren, sondern es finden auch scheibenförmig aufeinandergelegte Spulen Verwendung. Bei derartigen Transformatoren mit **Scheibenwicklungen** pflegt man abwechselnd Primär- und Sekundärspulen aufeinander zu fügen. Die Gründe der Anwendung dieser Wicklungsart sind mannigfacher Natur. Die Primärspule ist z. B. besser zugänglich als beim Transformator mit Zylinderwicklung.

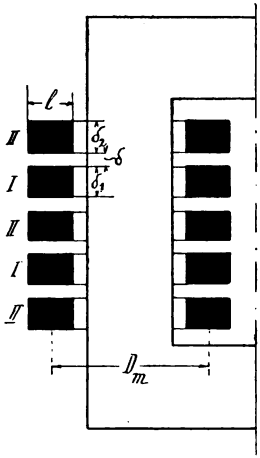


Fig. 34.

Die Selbstinduktionskoeffizienten solcher Scheibenwicklungen lassen sich in ähnlicher Weise, wie eben beschrieben, ermitteln. Auch hier ist das Kraftliniensystem einer Spule aus der Wicklungsverteilung zu berechnen. Es wird wegen der Details der Rechnung auf Kapp, Transformatoren, sowie auf Arnold, Wechselstromtechnik, Bd. 2, S. 32 verwiesen. Hier sei nur das Resultat der Rechnung kurz wiedergegeben.

Digitized by Google

U_1 wird hierbei gleich U_2; es ist $U_1 = U_2 = U_m$ im Kreise vom Durchmesser D_m gemessen. (Siehe Fig. 34.) Bezeichnen wir mit a_1 die Anzahl der primären Spulen, a_2 die sekundären pro Transformatoren-Schenkel, so kann man nach Arnold setzen

$$L_{s1} = \frac{m_1^2 \cdot \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right)}{3{,}2 \cdot a_1 \cdot l} \cdot U_m \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{m_2^2 \cdot \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right)}{3{,}2\ a_2 \cdot l} \cdot U_m \cdot 10^{-8}.$$

Man führt häufig die Transformatoren auch als Manteltransformatoren aus. Diese haben nur einen bewickelten Schenkel. Das Joch schließt sich an beiden Seiten außerhalb des eigentlichen Kernes. Ein Schema eines solchen Manteltransformators ist in Fig. 35 dargestellt. Bei derartigen Manteltransformatoren ist nur ein Schenkel bewickelt. Die Selbstinduktion solcher Transformatoren, die nur einen bewickelten Schenkel enthalten, ist natürlich nur halb so groß als die eines Zweischenkeltransformators mit zwei bewickelten Schenkeln. Sie ist für **Zylinderspulen**

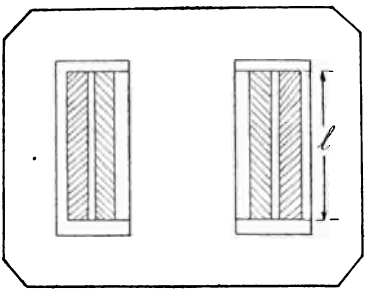


Fig. 35.

$$L_{s1} = \frac{m_1^2}{3{,}2 \cdot l} \cdot \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) \cdot U_1 \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{m_1^2}{3{,}2 \cdot l} \cdot \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_2 \cdot 10^{-8}$$

für **Scheibenspulen**

$$L_{s1} = \frac{m_1^2}{6{,}4 \cdot l \cdot a} \cdot \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_m \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{m_2^2}{6{,}4 \cdot l \cdot a} \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) \cdot U_m \cdot 10^{-8}.$$

Digitized by Google

Aus verschiedenen Gründen stimmen nun die aus den vorstehenden Formeln erhaltenen Werte sehr schlecht mit den an fertigen Transformatoren gemessenen Selbstinduktionen überein. Zunächst wird die Selbstinduktion kleiner, als berechnet, da die Kraftlinienverteilung durchaus keine so gleichmäßige ist, wie angegeben. Die in den Transformatorenblechen entstehenden Wirbelströme bewirken nämlich ein Abdrängen der Kraftlinien vom Eisenkerne, also eine Verringerung der magnetischen Leitfähigkeit, mithin eine Abnahme des Streukraftflusses der Spule. Diese Wirbelströme werden besonders groß bei Transformatoren, deren Bleche durch Endlaschen von größerem Querschnitt zusammengehalten werden. Ferner ist der Abstand der Spule vom Eisenkern maßgebend. Sodann hatten wir den magnetischen Widerstand des Außen- und Innenraumes sowie der Stirnseiten der Spulen vernachlässigt. Auch diese Faktoren vergrößern den magnetischen Widerstand des Streufeldes, verringern also den Selbstinduktionskraftfluß.

Man kann nach dem Vorgange von Kapp diesem Umstande dadurch Rechnung tragen, daß man die Formeln der Selbstinduktionskoeffizienten schreibt:

Für Kerntransformatoren mit zwei bewickelten Kernen und Zylinderwicklung:

$$L_{s1} = \frac{{m_1}^2}{1{,}6 \cdot l \cdot k_s} \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) \cdot U_1 \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{{m_2}^2}{1{,}6 \cdot l \cdot k_s} \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_2 \cdot 10^{-8}.$$

Für Kerntransformatoren mit zwei bewickelten Kernen und a_1 Scheiben der Primärwicklung, a_2 Scheiben der Sekundärwicklung:

$$L_{s1} = \frac{{m_1}^2}{3{,}2 \cdot l \cdot k_s \cdot a_1} \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_m \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{{m_2}^2}{3{,}2 \cdot l \cdot k_s \cdot a_2} \left(\frac{\delta_3}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_m \cdot 10^{-8}.$$

Für Manteltransformatoren oder Kerntransformatoren mit einem bewickelten Schenkel und Zylinderspulen:

Digitized by Google

$$L_{s1} = \frac{{m_1}^2}{3{,}2 \cdot l \cdot k_s} \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) \cdot U_1 \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{{m_2}^2}{3{,}2 \cdot l \cdot k_s} \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_2 \cdot 10^{-8}$$

Für Manteltransformatoren oder Kerntransformatoren mit einem bewickelten Schenkel und a_1-Scheiben primär, a_2-Scheiben sekundär:

$$L_{s1} = \frac{{m_1}^2}{6{,}4 \cdot l \cdot k_s \cdot a_1} \left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_m \cdot 10^{-8}$$

$$L_{s2} = \frac{{m_2}^2}{6{,}4 \cdot l \cdot k_s \cdot a_2} \left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right) U_m \cdot 10^{-8}.$$

Der Koeffizient k_s wird nach Versuchen von Kapp und Möllinger (E.T.Z. 1898, S. 244) gleich 1,2 bis 2,1, also im Mittel 1,65. Bezüglich der Änderung seiner Größe gilt das auf S. 46 Gesagte.

Es gehen aus den Formeln nun folgende praktische Gesichtspunkte hervor:

Je kleiner man die Spulendicken δ_1 und δ_2 nimmt und je geringer der Spulenabstand δ wird, ferner je größer die Länge l wird, während der die beiden Spulen nebeneinander herlaufen, je kleiner ferner der Spulenumfang ist und je kleiner das Quadrat der Windungszahlen gemacht wird, um so kleiner wird die Selbstinduktion eines Transformators. Eine in jeder Beziehung ideelle Wicklung würde daher aus zwei nebeneinander herlaufenden Drähten bestehen müssen. Diese Wicklung wird jedoch kaum anwendbar sein, da hierbei leicht ein Durchschlagen der primären Spule nach der sekundären oder umgekehrt stattfinden könnte.

Praktisch erreicht man geringe Selbstinduktionen durch starke Unterteilung der Spulen und durch Anwendung starker Nutzfelder. Hierdurch werden verhältnismäßig geringe Windungszahlen der primären und sekundären Spulen bedingt. Da nun das Quadrat der Windungszahlen für die Selbstinduktionen maßgebend ist, so erreicht man schon durch Ersparnis von wenigen Windungen erheblich geringere Selbstinduktionen. Es kommen hier ähnliche Verhältnisse in Frage wie bei der Selbstinduktion von Wechselstrommaschinen oder von Spulen eines Gleichstromankers, die durch die Bürsten

Digitized by Google

am Kollektor kurzgeschlossen werden. Bei allen diesen verschiedenen Fällen ist das Quadrat der Windungszahl für die Berechnung der Selbstinduktion maßgebend.

Siebentes Kapitel.
Der Ohmsche Widerstand.

Wir hatten gesehen, daß bei der Entwickelung des Diagramms außer den Selbstinduktionsspannungen die Spannungsabfälle des Ohmschen Widerstandes eine Rolle spielen. Diese berechnen sich für die primäre Spule zu $i_{f1} \cdot w_1$, für die sekundäre Spule zu $i_{f2} \cdot w_2$.

Wir setzen bei einem von Gleichstrom durchflossenen Leiter voraus, daß der ganze Leiterquerschnitt gleichmäßig vom Strome ausgefüllt wird, so daß in allen Leiterteilen eine gleiche Stromdichte herrscht. Bei Wechselstromleitern entstehen jedoch innerhalb des Leiters Wirbelströme, welche bewirken, daß einzelne Teile des Leiterquerschnitts mehr Strom führen als andere. Als Ursache für die Wirbelströme sind die verschiedenen Kraftliniendichten zu bezeichnen, innerhalb welchen der Leiterquerschnitt liegt. Es ist ohne weiteres klar, daß bei einem Transformator mit starkem Streufeld und dicken Kupferleitern die Wirbelstrombildung größer sein muß als bei einem Transformator mit kleinem Streufeld und geringem Leiterquerschnitt.

Infolge der ungleichmäßigen Stromverteilung tritt eine Erhöhung des Ohmschen Widerstandes um 5 bis 30% ein. Bezeichnet man mit w_g den Widerstand bei einer Messung mit Gleichstrom, so ist also im Mittel:

$$w_1 = w_{g1} \cdot 1{,}17$$
$$w_2 = w_{g2} \cdot 1{,}17$$

Die so berechneten Größen kommen für die Berechnung der Stromwärmeverluste in Frage.

Achtes Kapitel.
Verluste und Abkühlungsverhältnisse im Transformator.

Die Energieverluste im Transformator setzen sich zusammen aus den

Digitized by Google

1) Stromwärmeverlusten im Kupfer $= V_1$,
2) Hysteresisverlusten im Eisenkern $= V_2$,
3) Wirbelstromverlusten im Eisenkern $= V_3$.

Die gesamten Verluste sind

$$V = V_1 + V_2 + V_3.$$

Der Wirkungsgrad eines Transformators wird mithin

$$\eta = \frac{\text{Herausgegebene Energie}}{\text{Hineingeschickte Energie}} = \frac{k_{f2} \cdot i_{f2} \cdot \cos \varphi_2}{k_{f1} \cdot i_{f1} \cdot \cos \varphi_1 + V_1 + V_2 + V_3}.$$

1. Wir hatten schon gesehen, daß für die Berechnung der Kupferverluste nicht der mit Gleichstrom gemessene Ohmsche Widerstand maßgebend ist, sondern, wie auf S. 48 dargestellt, ein Widerstand

$$\left.\begin{aligned} w_1 &= w_{g1} \cdot 1{,}17 \\ w_2 &= w_{g2} \cdot 1{,}17 \end{aligned}\right\} \text{ im Mittel.}$$

Die Stromwärmeverluste in der Primärspule sind also

$$V_1' = i_{f1}^2 \cdot w_1 = i_{f1}^2 \cdot w_{g1} \cdot 1{,}17.$$

Diejenigen der Sekundärspule

$$V_1'' = i_{f2}^2 \cdot w_2 = i_{f2}^2 \cdot w_{g2} \cdot 1{,}17.$$

2. Die Hysteresisverluste haben wir schon auf S. 17 näher betrachtet. Sie werden

$$V_2 = R_e \cdot \xi \cdot B_{max}^{1{,}6} \cdot \nu \cdot 10^{-7},$$

wo $\xi = 0{,}0008$ bis $0{,}0025$ ist.

R_e bezeichnet das Volumen des Eisenkerns in Litern.

3. Die Wirbelstromverluste waren nach S. 21

$$V_3 = R_e \cdot \varepsilon_0 \cdot \delta^2 \cdot \nu^2 \cdot B_{max}^2 \cdot f_1^2 \cdot 10^{-11},$$

wobei $\varepsilon_0 = 12$ bis 20 (durchschnittlich $= 18$) ist.

f_1 ist der Formfaktor der Stromkurve und wird für die Sinuskurve $= \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11$.

Digitized by Google

Bezüglich der günstigsten Verteilung der Verluste im Transformator auf das Kupfer und auf das Eisen gibt uns folgende Überlegung Aufschluß:

Wir können den Widerstand primär schreiben

$$w_1 = s \cdot \frac{l_1}{q_1},$$

wobei s der spezifische Widerstand des Kupfers für Wechselstrom $= 1{,}07 \cdot 0{,}0018$ ist; l_1 ist die primäre Drahtlänge; q_1 ist der primäre Drahtquerschnitt.

Wir bezeichnen mit R_{k1} das primäre Kupfervolumen. Dann ist

$$R_{k1} = l_1 \cdot q_1$$

$$q_1 = \frac{R_{k1}}{l_1}.$$

Wir erhalten also

$$w_1 = s \cdot \frac{{l_1}^2}{R_{k1}}.$$

Führen wir ferner die Stromdichte a_1 ein $\left(a_1 = \frac{i_{f1}}{q_1}\right)$ so ist

$$i_{f1} = a_1 \cdot q_1 = a_1 \cdot \frac{R_{k1}}{l_1}.$$

Wir bilden jetzt V_1'

$$V_1 = {i_{f1}}^2 \cdot w_1 = s \cdot \frac{{l_1}^2}{R_{k1}} \cdot \frac{{R_{k1}}^2}{{l_1}^2} \cdot {a_1}^2$$

$$V_1' = s \cdot R_{k1} \cdot {a_1}^2.$$

Ferner können wir unter denselben Gesichtspunkten schreiben

$$V_1'' = s \cdot R_{k2} \cdot {a_2}^2.$$

Bei allen Transformatoren pflegt man nun a_1 ungefähr gleich a_2 zu machen. Dann wird

$$V_1 = V_1' + V_1'' = s \cdot a^2 \cdot (R_{k1} + R_{k2}),$$

führt man a als Mittel aus a_1 und a_2 ein, und ferner $R_{k1} + R_{k2} = R_k =$ gesamtes Kupfervolumen.

Wenn wir jetzt die Hysteresis und Wirbelstromverluste als $C_h \cdot B^{1{,}6} \cdot R_e + C_w \cdot B^2 \cdot R_e$ schreiben, so können wir die gesamten Verluste setzen*)

$$V = V_1 + V_2 + V_3 = s \cdot a^2 \cdot R_k + C_h \cdot B^{1{,}6} \cdot R_e + C_w \cdot B^2 \cdot R^e.$$

*) S. auch Bd. II, magnetische Messungen.

Digitized by Google

Wir haben also die Verluste als Funktion der Induktion B und der Stromdichte a dargestellt für eine bestimmte Periodenzahl.

Wir wollen jetzt untersuchen, unter welchen Verhältnissen dieser Gesamtverlust ein Minimum wird, d. h. wir fragen uns, wie müssen wir V_1, V_2 und V_3 verteilen, um mit möglichst geringem Gesamtverlust zu arbeiten.

Wir bilden zu diesem Zweck die Funktion:

$$f(xy) = sa^2 \cdot R_k + C_h \cdot B^{1,6} \cdot R_e + C_w \cdot B^2 \cdot R_e + A \cdot a \cdot R_k \cdot R_e \cdot B$$

A ist eine Konstante.

Wir differenzieren jetzt partiell nach a und B:

$$\frac{df(xy)}{da} = 2 \cdot s \cdot a \cdot R_k + A \cdot R_k \cdot R_e \cdot B$$

$$\frac{df(xy)}{dB} = 1{,}6 \cdot C_h \cdot B^{0,6} \cdot R_e \cdot + 2\, C_w \cdot B \cdot R_e + A \cdot R_k \cdot R_e \cdot a.$$

Diese Gleichungen setzen wir gleich Null:

$$2 \cdot sa \cdot R_k + A \cdot R_k \cdot R_e \cdot B = 0$$

$$1{,}6 \cdot C_h \cdot B^{0,6} \cdot R_e + 2\, C_w \cdot BR_e + A \cdot R_k \cdot R_e \cdot a = 0.$$

die obere Gleichung wird mit a, die untere mit B multipliziert:

$$2 \cdot s \cdot a^2 \cdot R_k + A \cdot R_k \cdot R_e \cdot B \cdot a = 0$$

$$1{,}6 \cdot C_h \cdot B^{1,6} \cdot R_e + 2\, C_w \cdot B^2 \cdot R_e + A \cdot R_k \cdot R_e \cdot B \cdot a.$$

Wir subtrahieren die untere Gleichung von der oberen und erhalten

$$2\, s \cdot a^2 \cdot R_k - 1{,}6\, C_h \cdot B^{1,6} \cdot R_e - 2\, C_w \cdot B \cdot B^2 \cdot R_e = 0.$$

Wir erhalten jetzt, wenn wir durch 2 dividieren:

$$s \cdot a^2 \cdot R_k = 0{,}8 \cdot C_h \cdot B^{1,6} \cdot R_e + C_w \cdot B^2 \cdot R_e$$

als Bedingungsgleichung für das Minimum der Gesamtverluste.

Man kann hierfür schreiben:

$$V_1 = 0{,}8\, V_2 + V_3.$$

Digitized by Google

Man muß also zur Erreichung möglichst geringer Gesamtverluste die Kupferverluste gleich der Summe

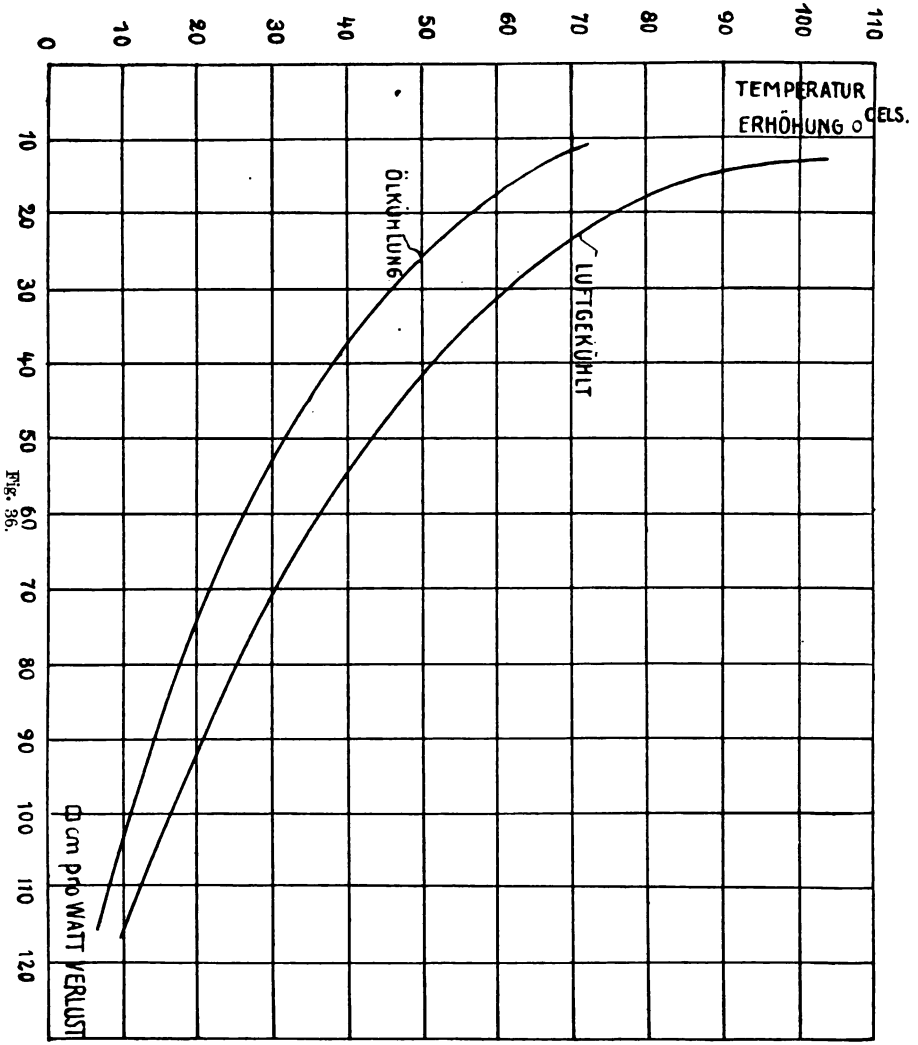


Fig. 96.

des 0,8fachen Hysteresisverlustes und des einfachen Wirbelstromverlustes machen.

Digitized by Google

Häufig ist es unzweckmäßig, diese Bedingung für Vollast erreichen zu wollen. Dies ist der Fall bei durchschnittlich wenig belasteten Transformatoren, die hauptsächlich Lichtnetze versehen. Man diemensioniert dieselben dann so, daß sie der Bedingung $V_1 = 0{,}8\,V_2 + V_3$ für die zu erwartende mittlere Belastung genügen

Selbstredend spielen die Herstellungskosten hierbei eine ganz bedeutende Rolle, so daß sich die Dimensionierung des Transformators in sehr vielen Fällen nicht allein nach der günstigsten Verteilung der Verluste richten kann.

Die im Transformator auftretenden Verluste werden in Wärme umgesetzt. Man unterscheidet nun verschiedene Methoden, um diese Wärme abzuführen, und danach verschiedene Transformatoren Bauarten:

1) Der luftgekühlte Transformator.
2) Der ölgekühlte Transformator.
3) Der mittels künstlichen Zuges gekühlte Transformator.
4) Der Öltransformator mit Wasserkühlung.

Die Abkühlung für die beiden ersten Arten geht aus Fig. 36 hervor.

Bei den anderen Arten sind besondere Versuche zur genauen Berechnung der Abkühlung erforderlich.

Es sei bemerkt, daß 60° Temperaturerhöhung nach den Verbandsnormalien gestattet sind. In der Praxis vermeidet man jedoch meistens größere Temperaturerhöhungen als 50° Celsius.

Der Wirkungsgrad ist natürlich wie bei allen elektrischen Maschinen abhängig von der Größe des betreffenden Transformators. In der nebenstehenden Tabelle sind die durchschnittlichen Wirkungsgrade in Abhängigkeit von der Leistung aufgetragen:

Kilo Watt Leistung	Wirkungsgrad bei Vollast
100	98,2
75	98
50	97,75
40	97,7
30	97,6

Digitized by Google

Kilo Watt Leistung	Wirkungsgrad bei Vollast.
25	97,4
20	97,3
15	97,1
10	96,6
7,5	96,5
6	95,9
5	95,5
4	94,9
3	95
2	95,3
1,5	94,5
1	93,6
0,6	91,9

Diese Tabelle ist ausgeführten Transformatorentypen entnommen.

Von der Aufführung eines Beispiels wird hier aus Mangel an Raum Abstand genommen; es wird bzw. des Rechnungsganges auf das Beispiel der Drosselspule verwiesen.

Neuntes Kapitel.

Die Mehrphasentransformatoren.

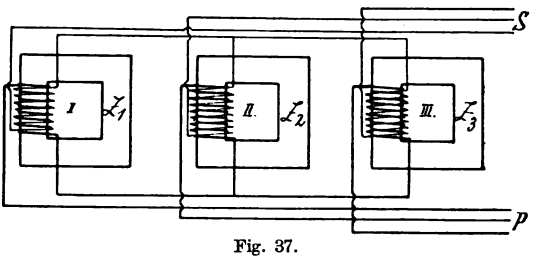


Fig. 37.

Wir können zur Transformierung von Drehstrom 3gleicheTransformatoren in der in Fig. 37 angedeuteten Weise verwenden.

Sind dabei die einzelnen primären Phasenspannungen gleich, so werden auch die sekundären Phasenspannungen

Digitized by Google

gleich werden, wenn wir gleiche sekundäre Belastung außerdem voraussetzen.

Würde beispielsweise der Transformator II stärker belastet als der Transformator I und III, so würde der Spannungsabfall in diesem Transformator größer, mithin die Sekundärspannung der Phase 2 sinken. Auch das Kraftliniensystem Z_2 würde in diesem Falle kleiner werden als die Felder Z_1 und Z_3.

Bei einem Dreiphasensystem ist nun die Summe der Phasenspannungen gleich Null. Folglich muß auch die Summe der Kraftlinienströme $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$ sein.

Wir können aus diesem Grunde eine magnetische Verkettung der Kraftliniensysteme vornehmen, indem wir die drei Kraftlinienrückleitungen weglassen und die Rückleitung des in einem Augenblicke beispielsweise maximalen Flusses Z_1 durch die Säulen II und III veranlassen, was ja nach obiger Gleichung ausführbar ist, da $Z_1 = -Z_2 - Z_3$ ist. Wir gelangen dann zu der in Fig. 38 dargestellten Form. Die beiden Ringe A und B aus lamelliertem Eisenblech stellen die Verbindung der drei Schenkel her. Die punktierten Linien geben den Lauf der Kraftlinien in dem Augenblick an, in dem Z_1 sein Maximum erreicht hat. In diesem Augenblick wird $Z_1 = -Z_2 - Z_3$, d. h.

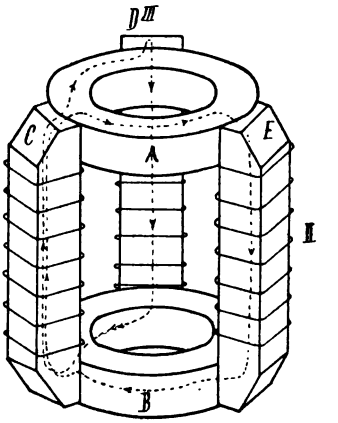


Fig. 38.

$$Z_2 = Z_3 = \frac{Z_1}{2}$$

Durch ein Segment CD des Jochringes fließt demnach nur das Kraftliniensystem $\frac{Z_1}{2}$, durch das Segment CE gleichfalls $\frac{Z_1}{2}$, während in diesem Augenblick durch DE keine Kraftlinien fließen.

Digitized by Google

Da der Jochquerschnitt nur das halbe Kraftliniensystem eines Schenkels zu führen hat, so kann man ihn im allgemeinen halb so stark als den Schenkelquerschnitt dimensionieren.

Wenn wir eine Phase eines solchen Transformators z. B. Phase I, stärker als die beiden andern belasten, so würde in diesem Falle Z_1 nicht kleiner als $Z_2 + Z_3$ werden können, wie in dem in Fig. 37 dargestellten Schema, sondern ein neues Feld Z_1' würde sich derartig herstellen, daß $Z_1' = -Z_2' - Z_3'$ wird. Es tritt also infolge der engen Beziehung der Kraftliniensysteme ein Ausgleich derartig auf, daß sowohl der Schenkel I wie auch gleichzeitig Schenkel II und III ihre Felder ändern. Natürlich werden in einem solchen Falle die Phasen-Klemmenspannungen nicht genau gleich, da diese auch vom Ohmschen Spannungsabfall abhängen, der in Spule I größer ist als in Spule II und III, aber die Spannungen gleichen sich doch mehr als für den in Fig. 37 angeführten Fall, in dem von einer Anderung von Z_1 die Kraftliniensysteme Z_2 und Z_3 vollkommen unbeeinflußt bleiben.

Eine andere Art der magnetischen Verkettung wird von der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft in Berlin angewandt. Die Schenkel liegen dabei in einer Ebene. Als Schlußjoche dienen zwei Balken aus lamelliertem Eisen, wie dies schematisch in Fig. 39 dargestellt ist.

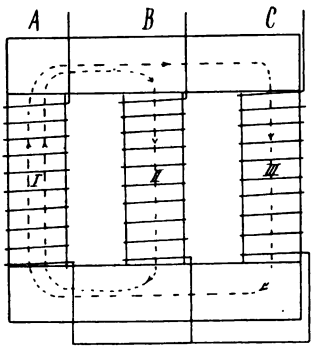


Fig. 39.

Der Kraftlinienverlauf für den Fall des Kraftlinienmaximums im Schenkel I ist wieder durch Pfeile und Linien angedeutet. Man erkennt, daß das ganze Kraftliniensystem durch den Jochbalken von A bis B verläuft. Ein Teil der Kraftlinien, nämlich $-Z_2$, durchläuft den Schenkel II; der Teil $-Z_3$ geht im Jochbalken weiter bis C und durchsetzt dann den Schenkel III. Da der Teil AB des Jochbalkens in dem Augenblick des Maximums des Kraftflusses Z_1 den ganzen Kraftfluß führt, muß man bei diesem Transformator den Jochbalken von demselben Querschnitt aus-

Digitized by Google

führen wie die Schenkel. Wir erkennen ferner, daß der Transformator in magnetischer Beziehung nicht symmetrisch ist, sondern der Kraftfluß des Schenkels II geringere magnetische Widerstände findet als die Flüsse I und II. Es wird bei dieser Konstruktion zwar ein Ausgleich bei unsymmetrischer Belastung stattfinden, doch wird dieser Ausgleich nicht so vollkommen sein wie derjenige bei der durch Fig. 38 dargestellten Bauart.

Die für den Einphasentransformator durchgeführten Betrachtungen gelten auch für den Drehstromtransformator, wenn man jede Säule für sich behandelt.

Bezeichnen wir die verkettete Spannung des Drehstromnetzes mit k_{fk}, so ist die Phasenspannung k_{fp} gegeben: Bei Dreieckschaltung der einzelnen Phasenspulen:

$$k_{fp} = \frac{k_{fk}}{f_3}$$

ferner für denselben Fall die Ströme:

$$i_{fp} = i_{fp} \cdot \sqrt{3} \cdot f_3,$$

für Sternschaltung

$$k_{fp} = \frac{k_{fp}}{f_3 \sqrt{3}}$$

$$i_{fk} = i_{fp} \cdot f_3.$$

f_3 ist der sogenannte Verkettungsfaktor. Er ist im allgemeinen kleiner als 1. Weiteres hierüber siehe Bd. IV, S. 31.

Alles Nähere über Mehrphasentransformatoren siehe Arnold, Wechselstromtechnik, Bd. 2, S. 84. Ferner Kapp, Transformatoren.

Digitized by Google

II. Abschnitt.

Asynchronmotoren.

Zehntes Kapitel.

Wirkungsweise des asynchronen Drehstrommotors.

Ein Ring aus lamellierten Eisenblechen möge nach Art eines Grammeschen Gleichstromankers mit einer fortlaufenden Wicklung aus isolierten Kupferdrähten versehen sein. An 3 um 120° versetzten Stellen der Bewicklung werde Drehstrom zugeführt. Dieser Drehstrom wird den Ring magnetisieren, und zwar folgendermaßen:

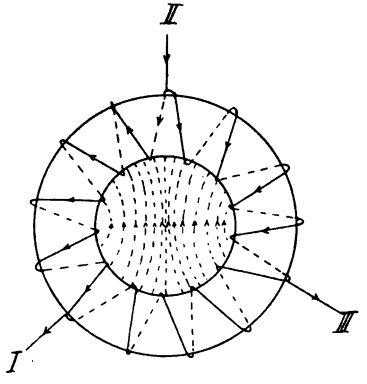


Fig. 40.

Nehmen wir einen Augenblick (Phase) an, in dem Strom II sein positives Maximum hat. Dann müssen die Ströme I und III negativ und gleich groß werden, wie dies aus dem Kirchhofschen Gesetz folgt. (Siehe auch graphische Darstellung Fig. 42, Linie *A*!) Es kann demnach kein Strom zwischen I und III fließen, mithin muß auch die Wicklung zwischen I und III keinen Beitrag zur Magnetisierung liefern. Aus dem Stromverlauf in den Spulen I II und II III ersieht man, daß unten ein Nordpol, oben ein Südpol auftreten wird.

Digitized by Google

Betrachten wir weiter den Verlauf der Magnetismen im Augenblicke B! (Siehe Fig. 41 und 42.) Strom III ist verschwunden. Strom I ist gleich Strom II geworden. In den Windungen wird eine Spaltung der Ströme eingetreten sein. Es fließt ein Strom i_{12} durch die Windungen I II, ein anderer Strom i_{132} durch die Windungen II III I. Da nun pro Phase die gleichen Widerstände in den Windungen angenommen sind, so findet i_{12} einen Widerstand vor von der halben Größe wie i_{132}. Es wird demnach

$$i_{12} = 2 \cdot i_{132}.$$

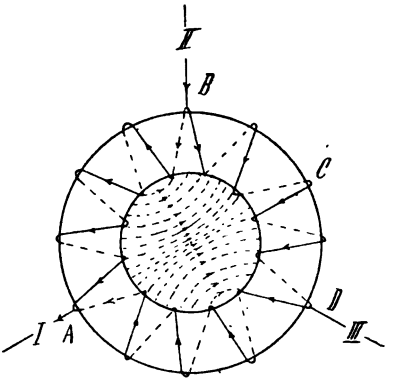


Fig. 41.

Die Windungszahl pro Phase sei m. Die Ampèrewindungen von Spule I II sind also $i_{12} \cdot m$.

Die Ampèrewindungen, welche von Spule II III und III I herrühren, haben den Betrag $2 \cdot m \cdot i_{132}$; da nun $i_{132} = \frac{i_{12}}{2}$ war, so ist auch $2\,m \cdot i_{132} = \frac{i_{12}}{2} \cdot 2 \cdot m = i_{12} \cdot m$.

Die Spule I II wird also im Augenblicke B ebenso viele Ampèrewindungen aufweisen, wie II III und III I zusammen. Es wird sich nun ein + Pol an der in Fig. 3 gezeichneten Stelle A vorfinden, der — Pol wird auf der gegenüberliegenden Seite auftreten, also bei C. Diese Polarität erzeugen die Ampèrewindungen von ABC und CDA, also:

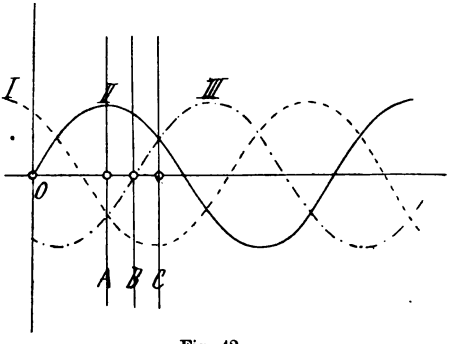


Fig. 42.

$i_{12} \cdot m$ — Amp.-Wdg. BC und $2 \cdot m \cdot i_{132}$ — Amp.-Wdg. BC.

Digitized by Google

Die Ampèrewindungen BC haben den Betrag

$$\frac{m}{2} \cdot i_{132} = \frac{m}{4} \cdot i_{12}.$$

Wirksame Ampèrewindungen sind also

$$i_{12} \cdot m - \frac{m}{4} \cdot i_{12} = \frac{3}{4} i_{12} \cdot m.$$

Bezeichnen wir im Falle A den bei II in die Anordnung hineinfließenden Strom mit i_a, so ist der Strom in der Wicklung $\mathrm{I\,II} = \frac{i_a}{2}$, wie wir gesehen hatten. Die Ampèrewindungen sind also pro Ringhälfte in diesem Falle A:

$$\frac{i_a}{2} \cdot m.$$

Im Falle B sei der in II eintretende Strom mit i_b bezeichnet. Dann ist

$$i_b = i_{12} + i_{132} = i_{12} + \frac{i_{12}}{2} = \frac{3}{2} i_{12}$$

$$i_{12} = \frac{2}{3} i_b$$

Mithin sind die Ampèrewindungen pro Ringhälfte im Falle B:

$$\frac{3}{4} m \cdot i_{12} = \frac{3}{4} \cdot \frac{2}{3} \cdot m \cdot i_b = \frac{m}{2} \cdot i_b .$$

Aus der Fig. 42 geht hervor, daß der Strom II im Augenblicke A seinen Maximalwert hat:

$$i_a = J_{max}.$$

Da nun allgemein der Strom $i_t =$ zur Zeit t gesetzt wird:

$$i_b = J_{max} \cdot \sin\,(2\pi\nu t),$$

so wird

$$i_b = J_{max} \cdot \sin\,120^0 = J_{max} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Die Ampèrewindungen sind also im Falle A

$$J_{max} \cdot \frac{m}{2}$$

Digitized by Google

Die Ampèrewindungen sind im Falle B:

$$\frac{m}{2} \cdot J_{max} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 0{,}865 \cdot J_{max} \cdot \frac{m}{2}.$$

Zwischen den beiden Stellungen A und B schwanken die Ampèrewindungen der Ringhälften um 13,5 %. In Wirklichkeit ist die Schwankung der magnetomotorischen Kraft bedeutend kleiner, da die gegebene Ableitung sehr schmale Pole in Richtung der Ringbohrung voraussetzt. Diese Annahme trifft jedoch keineswegs zu, sondern die Kraftlinien treten tatsächlich am ganzen Ringumfang aus. Sehen wir also von der geringen Schwankung der magnetomotorischen Kraft ab, so können wir sagen, daß in der zwischen den Augenblicken A und B gelegenen Zeit die Polarität des Ringes um $^1/_6$ des Umfanges gewandert ist. Führt man die Betrachtung in analoger Weise weiter, so findet man, daß der + Pol nach einer Periode wieder seine Anfangsstellung einnimmt und inzwischen mit konstanter Winkelgeschwindigkeit alle Punkte in der Ringbohrung durchlaufen hat.

Diese Einrichtung ist also zu ersetzen durch ein konstantes Magnetfeld, welches mit der sekundlichen Periodenzahl des Wechselstromes gleichförmig umläuft.

Man kann die geschlossene Wicklungsanordnung, welche Fig. 40 darstellt, auch durch eine aufgeschnittene ersetzen, wie dies Fig. 43 darstellt. Die einzelnen Spulen sind hierbei ‚in Stern' geschaltet, d. h. die Anfänge führen zu der Stromquelle, die Enden zu einem gemeinschaftlichen Verkettungspunkte, dem Sternpunkte. In magnetischer Hinsicht ist diese Anordnung mit der in Fig. 40 dargestellten gleichwertig.

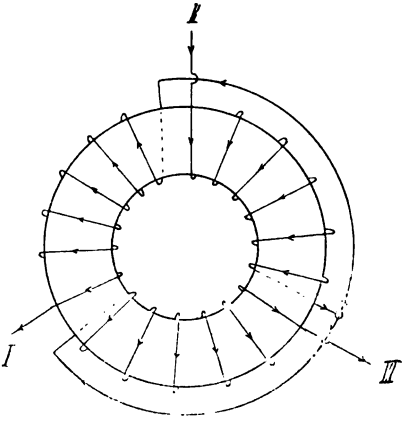


Fig. 43.

Digitized by Google

Will man die **Anzahl der entstehenden Pole** vermehren, so kann man dies in einfacher Weise dadurch erreichen, daß man z. B. die Hälfte des Ringes durch die drei Spulen einnehmen läßt, die andere Hälfte wieder durch drei Spulen und die erste Spule der ersten Hälfte mit der ersten Spule der zweiten Hälfte in Serie oder auch parallel schalten, ebenso die anderen Spulen. Man erhält auf diese Weise eine vierpolige Anordnung. Anstatt nun eine Ringwicklung zu benutzen, kann man auch eine Spulenwicklung anwenden, wie dies in Fig. 44 dargestellt ist. Die Wicklung ist in zwölf Nuten untergebracht und nicht mehr über den ganzen Ankerumfang verteilt, sondern die Wicklung einer Phase ist zu einer Spule pro Pol zusammengefaßt. Trotzdem lassen sich die für verteilte Wicklung gemachten Betrachtungen auch hierfür sinngemäß anwenden, man wird jedoch eine stark schwankende magnetomotorische Kraft der Wicklung bekommen.

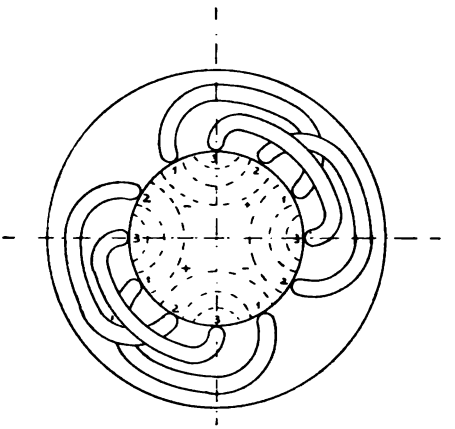


Fig. 44.

Will man mit Hülfe einer Spulenwicklung die Vorteile der verteilten Ringwicklung erreichen, so muß man die einzelne Spule in mehreren Nuten pro Pol unterbringen, wie dies Fig. 45 für einen Polbereich zeigt. Es ist hier eine Wicklung mit drei Nuten pro Pol und Phase dargestellt, wie sie häufig Verwendung findet.

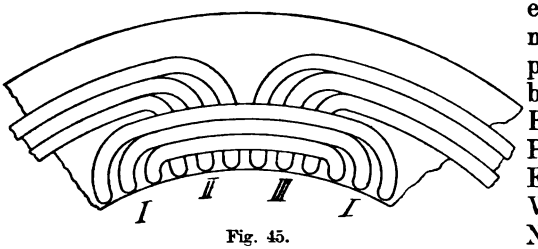


Fig. 45.

Die übliche Anzahl der Nuten pro Pol und Phase variiert zwischen 2 und 5.

Digitized by Google

Bei einer mehrpoligen Anordnung rotiert das Feld nicht mehr mit der sekundlichen Periodenzahl ν des eingeführten Drehstromes, sondern mit einer sekundlichen Umdrehungszahl $\frac{\nu}{p}$, wobei p die Anzahl der Polpaare des Blechringes bedeutet. Die minutliche Umlaufszahl des Feldes würde also sein

$$n_1 = \frac{\nu \cdot 60}{p}.$$

Bringt man in eine solche Feldanordnung, die man als Ständer oder Stator zu bezeichnen pflegt, weil sie meistens feststeht, einen aus Eisenblechen zusammengesetzten Anker, der in geeigneten Nuten Kupferleiter enthält, welche durch zwei Ringe an den Stirnseiten sämtlich kurzgeschlossen sind, so erzeugen die magnetomotorischen Kräfte des Stators Kraftlinien, welche von Pol zu Pol verlaufen und dabei durch den Anker gehen. Denken wir uns denselben stillstehend, so wird das Kraftlinienbündel eines Poles, welches ja mit $\frac{\nu}{p} \cdot 60 = n_1$ Touren per Minute rotiert, zum Schnitt mit den Ankerleitern gelangen.

Es entstehen in denselben elektromotorische Kräfte, mithin auch Ströme. Da diese Ströme mit den Primärströmen zusammen im allgemeinen ein Drehmoment ergeben, so gerät der Anker in Rotation. Der Anker, auch Läufer, Rotor oder Sekundäranker genannt, wird so lange von Kraftlinien geschnitten, bis seine Geschwindigkeit gleich der des Kraftliniensystems geworden ist. Bezeichnen wir mit n_2 die Umdrehungszahl des Läufers per Minute, so wird also

$$n_{2max} = n_1$$

für den Grenzfall. Da der Läufer jedoch auch bei Leerlauf eine gewisse Lager- und Luftreibung besitzt, also ein gewisses Drehmoment zur Überwindung dieser Faktoren erforderlich ist, so wird im allgemeinen

$$n_{2max} < n_1.$$

Wird jetzt der Rotor mechanisch gebremst, so muß er sein Drehmoment entsprechend der Bremsbelastung vergrößern. Dies geschieht dadurch, daß n_2 kleiner wird,

Digitized by Google

also mehr Kraftlinien pro Zeiteinheit geschnitten werden, folglich höhere elektromotorische Kräfte und damit größere Ströme im Sekundäranker auftreten, welche mit den primären Strömen, die ebenfalls angewachsen sind, da sie ja die sekundär zu leistende Arbeit decken müssen, das vergrößerte Drehmoment ergeben. Man kann als Maß für die sekundär erzeugte *E.M.K.* also $n_1 - n_l$, die sog. **Schlüpfung,** einführen; sehr häufig drückt man die Schlüpfung auch in Prozenten der primären Umlaufszahl n_1 aus, schreibt also prozentuelle Schlüpfung $= \sigma = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$

σ ist also ein Maß für den Arbeitszustand, in dem sich ein Motor in einem gegebenen Moment befindet; man kann sagen, daß zunehmende Leistung zunehmende Schlüpfung bedingt.

Am besten tritt dieser Zusammenhang hervor, wenn wir das **Drehmoment** des Motors betrachten. Bezeichnen wir durch L_l die an der Achse des Läufers abgegebene Leistung, ferner mit D_l das Drehmoment des Läufers in mkg, mit ω_e, dieselben Größen mit dem Index s für den Ständer geltend, so kann man auch schreiben

$$\frac{n_1 - n_2}{n_1} = \frac{\omega_s - \omega_l}{\omega_1} = \sigma.$$

Die primär hineingeschickte Leistung, welche an den Läufer zu übertragen ist, wird

$$L_s = \omega_s \,.\, D_s \,.\, 9{,}81.$$

Ferner die abgegebene Leistung an der Achse des Rotors:

$$L_l = \omega_l \,.\, D_l \,.\, 9{,}81.$$

Da nun für den Gleichgewichtszustand keine weiteren Kräfte zwischen den beiden Teilen herrschen, so ist

$$D_s = D_l \,.$$

Der Effektverlust ist hervorgerufen durch die Jouleschen Verluste in den Leitern, sowie durch Hysteresis und Wirbelströme im Eisen und seine Größe:

$$L_s - L_l = D_l \,(\omega_s - \omega_l) \,.\, 9{,}81.$$

Digitized by Google

Man kann setzen:

$$\omega_s \cdot \sigma = \omega_s - \omega_l.$$

Also:

$$\text{Effektverlust} = L_s - L_l = \omega_s \cdot \sigma \cdot D_l \cdot 9{,}81.$$

Es war ferner:

$$9{,}81 \cdot \omega_s \cdot D_l = L_s,$$

also:

$$L_s - L_l = L_s \cdot \sigma.$$

Der Effektverlust ist also gleich dem durch die Schlüpfung σ angezeigten Bruchteil des hineingeschickten Effektes.

Die sekundär abgegebene Leistung ist gleich der Primären, vermindert um diesen Effektverlust:

$$L_l = L_s - L_s \cdot \sigma$$

ferner:

$$\text{Effektverlust} = L_s - L_l = (L_l + L_s \cdot \sigma)\ \sigma.$$

$$\text{Effektverlust} = L_s - L_l = \frac{\sigma}{1-\sigma} \cdot L_l$$

d. h. der Effektverlust ist gleich der vom Läufer abgegebenen Leistung reduziert im Verhältnis

$$\frac{\sigma}{1-\sigma}.$$

Wenn wir die meistens geringen Reibungsverluste des Läufers, sowie dessen Hysteresis und Wirbelstromverluste zunächst vernachlässigen, so ist bei einer dreiphasigen Wicklung im Läufer, wenn w_l den Läuferwiderstand, i_{fl} den Läuferstrom pro Phase bedeutet:

$$\text{Jouleverluste im Läufer } 3 \cdot {i_{fl}}^2 \cdot w_l.$$

Nehmen wir ferner einen mit L_l belasteten Läufer an, so ist

$$L_l + 3\,{i_{fl}}^2 \cdot w_l$$

primär durch das Drehmoment zu leisten.

$$L_l + 3\,{i_{fl}}^2 \cdot w_l = 9{,}81\ D_l \cdot \omega_s;$$

da nun

$$\omega_s = \frac{2\pi \cdot \nu}{p}, \text{ ist}$$

$$9{,}81 \cdot 2\pi D_l \cdot \frac{\nu}{p} = 3\,{i_{fl}}^2 \cdot w_l + L_l$$

$$D_l = (3\,{i_{fl}}^2 \cdot w_l + L_l) \cdot \frac{p}{\nu \cdot 2\pi \cdot 9{,}81}$$

in mkg.

Digitized by Google

$$D_l = (3\, i_{fl}^{\,2} w_l + L_l)\, \frac{p}{\nu} \cdot 1{,}62 \cdot 10^{-2}\ \text{mkg}.$$

Das Drehmoment für eine bestimmte Sekundärleistung L_l ist also nur abhängig vom Sekundärstrom i_{fl}. Daraus geht in bezug auf eine Tourenregulierung folgendes hervor:

Nehmen wir ein konstantes rotierendes Primärfeld an, so entstehen im Sekundäranker elektromotorische Kräfte, welche proportional $\omega_s - \omega_l$ sind.

Diese *E.M.K.* seien mit e_{fl} bezeichnet. Sie erzeugen die Ströme i_{fl}. Nehmen wir nun an, der Läufer habe eine geringe Selbstinduktion L_{s2}, die seinem Ohmschen Widerstande w_l gegenüber nicht in Frage komme, eine in den meisten Fällen berechtigte Annahme, da bei der geringen Periodenzahl $\frac{p}{60}(n_1 - n_2)$ des Läuferstroms der Selbstinduktionswiderstand

$$L_{s2} \cdot 2\pi p \cdot \frac{(n_1 - n_2)}{60}$$

nur geringe Werte annimmt, — so ist

$$e_l = i_{fl} \cdot w_l;\ i_{fl} = \frac{e_l}{w_l}.$$

Wenn wir jetzt pro Phase einen Ohmschen Widerstand w' verschalten, das zu leistende L_l jedoch nicht ändern, so muß i_{fl} konstant bleiben, d. h. also die *E.M.K.* e_l muß zunehmen und zwar muß sein

$$i_{fl} = \frac{e'_l}{w_l + w'},$$

wobei e'_l die jetzt auftretende *E.M.K.* bedeutet.

Es ist also

$$\frac{e_l}{e'_l} = \frac{w_l}{w_l + w'};$$

da nun die sekundäre *E.M.K.* proportional $\omega_s - \omega_l$ war, so ist:

$$\frac{\omega_s - \omega_l}{\omega_s - \omega'_l} = \frac{w_l}{w_l + w'}.$$

Digitized by Google

Es ist

$$\frac{\omega_s - \omega_l}{\omega_s} = \sigma$$

$$\frac{\omega_s - \omega'}{\omega_s} = \sigma'$$

$$\frac{\sigma}{\sigma'} = \frac{w_l}{w_l + w'}.$$

Durch Vorschalten des Widerstandes w' hat sich die Schlüpfung also vergrößert. Man kann dies zu einer Regelung des Motors benutzen, sieht jedoch, daß diese Regelung sehr unrationell ist, da die Jouleverluste mit wachsenden $w_l + w'$ zunehmen und zwar den Betrag: $3 i_{fl}^2 \cdot (w_l + w')$ annehmen.

Ein weiterer Übelstand ist der, daß für ein anderes Drehmoment, also andere sekundäre Leistung L_l sich i_{fl} ändert. Mithin wird sich dann bei einem gewissen Widerstand $w_l + w'$ die Tourenzahl ändern; man muß also eine neue Einstellung des Regulators vornehmen.

In vielen Fällen kommt es darauf an, das Anlaufdrehmoment des Motors zu kennen, da dies für seine Anwendung namentlich im Krahn- uud Bahnbetriebe möglichst stark sein, das normale Drehmoment in vielen Fällen sogar erheblich überschreiten muß.

Dieses Anlaufdrehmoment hängt in erster Linie von der Größe des Stromes i_{fl} ab, welcher wiederum durch einen Primärstrom i_{fs} erzeugt werden muß. Bei normalen Motoren soll nun der Primärstrom eine gewisse Grenze nicht überschreiten, da er sonst einen zu starken Stromstoß beim Einschalten und damit Störung des Netzes, an dem der Motor angeschlossen wird, herbeiführen würde. Wenn man diese Grenze festgelegt hat, sie sei z. B. i'_{fs}, so liegt auch i_{fl} fest durch die Transformationsverhältnisse des Motors, wie später gezeigt werden soll. Die dem Motor dann zugeführte Leistung wird lediglich in Joulesche Stromwärme im Stator und Rotor und in Hysteresis und Wirbelstromverluste umgesetzt.

Aus der Gleichung für das Drehmoment auf S. 66 folgt das Anzugsmoment, wenn die Sekundärleistung $L_l = o$ gesetzt wird:

$$D'_l = 3 \cdot i'^2_{fl} \cdot w_l \cdot \frac{p}{\nu} \cdot 1{,}62 \cdot 10^{-2} \text{ in mkg.}$$

Digitized by Google

Führen wir jetzt den primären Strom ein, so können wir bei Stillstand des Motors diesen als Transformator betrachten, die magnetomotorische Kraft des Primärstromes wird also die des Sekundärstromes kompensieren müssen, d. h. primäre Ampèrewindungen müssen gleich den sekundären sein (abgesehen von Streuung!). Bezeichnen wir mit s_s die Stabzahl pro Phase im Stator, mit s_l die Stabzahl pro Phase im Rotor, so ist:

$$s_s \cdot i'_{fs} = s_l \cdot i'_{fl}$$

$$i'_{fl} = \frac{s_s}{s_l} \cdot i'_{fs}.$$

Daher wird:

$$D'_l = 3 \cdot \left(\frac{s_s}{s_l}\right)^2 \cdot i'^2_{fs} \cdot w_l \cdot \frac{p}{\nu} \cdot 1{,}62 \cdot 10^{-2} \text{ mkg}.$$

Man ersieht aus dieser Gleichung, dass eine geringe Periodenzahl ν ein starkes D'_l gibt, ferner $i'^2_{fs} \cdot w_l$ möglich groß zu nehmen ist.

Die Abhängigkeit des Drehmomentes von der Schlüpfung des Motors bei einem gewissen Läuferwiderstand ergibt sich folgendermassen:

Der Effektverlust war nach S. 65:

$$L_s - L_l = \omega_s \cdot \sigma \cdot D_l \cdot 9{,}81 = 3\, i^2_{fl} \cdot w_l$$

$$D_l = \frac{3 \cdot i^2_{fl} \cdot w_l}{\omega_s \cdot \sigma}$$

oder auch, wenn die Periodenzahl ν und die Polpaarzahl p eingeführt werden:

$$D_l = 1{,}62 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{p}{\nu} \cdot \frac{i^2_{fl}}{\sigma} \cdot w_l \text{ mkg}.$$

Man kann jetzt für einen bestimmten Widerstand w_l das Drehmoment in Abhängigkeit von σ auftragen; man erhält dann Kurven von der in Fig. 46 dargestellten Form (a). Durch Vergrößerung von w_l nimmt diese Kurve die Form b an, das Anlaufmoment wird also größer: (AB) jedoch nimmt das Drehmoment bei geringer Schlüpfung (3~5%), die den normalen Betrieb darstellt, erheblich ab. Man muß also bei diesem Motor Läuferwiderstand

Digitized by Google

nach erfolgtem Anlassen ausschalten, wenn man mit nicht zu großer Schlüpfung s arbeiten will. Dies würde den Nachteil haben, daß der Motor seine Touren bei Belastungsschwankungen stark ändern würde.

Anstatt das Drehmoment auszurechnen, kann man natürlich auch die Umfangskraft betrachten. Bezeichnen wir die Kraft an allen Stäben des Rotors zusammen mit P, ist ferner r der Radius des Läufers, so ist:

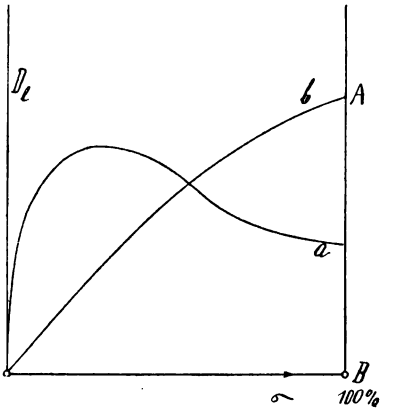


Fig. 46.

$$D_l = P \cdot r; \qquad P = \frac{D_l}{r} \text{ in kg.}$$

$$P = 1{,}62 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{p}{\nu} \cdot \frac{{i_{fl}}^2}{\sigma} \cdot \frac{w_l}{r} \cdot \text{ in kg.}$$

Wenn man durch Messung mit Hülfe eines um die Riemenscheibe geschlungenen Seiles und einer Federwage die Anzugskraft feststellt und die relative Stellung von Rotor zu Stator dabei ändert, so bemerkt man, daß je nach der Stellung von Rotor und Stator die Umfangskraft P variiert, und zwar zwischen Grenzwerten hin und herschwankt. Dies hat seinen Grund darin, daß, wie schon oben erwähnt, die magnetomotorische Kraft des Stators undulirt und infolgedessen namentlich bei sogen. Phasenwicklungen des Rotors, die zu Schleifringen führen, bei gewissen Stellungen mehr Kraftlinien die Sekundärwindungen schneiden als in anderen Stellungen, folglich in jenen Stellungen auch die Sekundärströme i_{fl} andere Werte annehmen als in diesen Stellungen.

Ein fernerer Grund kann folgender sein:

Gesetzt den Fall, Stator und Rotor hätten dieselbe Anzahl von Zähnen und Nuten. Dann wird offenbar das Kraftliniensystem im Läufer am stärksten sein, wenn die Zähne des Stators denen des Rotors gegenüberstehen. Würden jedoch alle Zähne des Stators allen Nuten des Läufers gegenüber

Digitized by Google

sein, so würde das mit den Sekundärdrähten zum Schnitt gelangende Feld gegenüber Stellung 1 verringert sein, da der gesamte magnetische Widerstand des Luftraumes gewachsen ist.

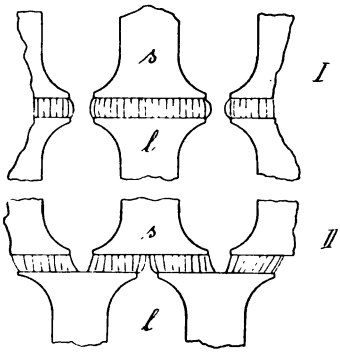


Fig. 47.

Dieser Zustand wird dadurch vermieden, daß man für in jeder Stellung des Rotors möglichst gleiche magnetische Widerstände sorgt, was z. B. dadurch erreicht wird, dass die Nutenzahlen pro Pol und Phase so gewählt werden, daß sie teilerfremd sind, man also z. B. im Stator 4, im Rotor 3 Nuten pro Pol und Phase wählt. Ein anderes Mittel ist die Anwendung geschlossener Nuten, die jedoch der später zu erwähnenden ungünstigen Streuungsverhältnisse im Stator wegen nur noch selten benutzt werden.

Elftes Kapitel.

Das allgemeine Diagramm des Drehstrommotors.

Schicken wir in den Stator eines Drehstrommotors eine Wechselstromspannung hinein, so findet der entstehende Strom im Motor Ohmschen Widerstand und Selbstinduktion vor. Man kann infolgedessen den Strom in zwei Komponenten zerlegen, wenn man sinusförmige Spannungskurven voraussetzt, nämlich in eine Komponente, die lediglich zur Erzeugung des Feldes aufzuwenden ist, die als wattlos gedacht werden muß und folglich der Spannung um 90° nacheilt, und in eine Komponente in Richtung der aufgedrückten Spannung, die dazu dient, alle Energie erfordernden Vorgänge im Motor hervorzurufen, d. h. Nutzarbeit zu leisten und die Verluste durch Stromwärme und Hysteresis im Eisen zu decken.

Bezeichnet i_{fs} den Gesamtstrom, k_{fs} die Phasenspannung

Digitized by Google

am Ständer, φ die Phasenverschiebung zwischen Strom i_{fs} und Spannung k_{fs}, so kann man folgende Darstellung zeichnen: Es bedeutet: OA die Richtung von k_{fs}, OB die Größe und Richtung von i_{fs} $\sphericalangle$ $BOA = \varphi$ (Phasenverschiebungswinkel). Trägt man nun $AC = i_{fs} \cdot w_s =$ Ohmschen Spannungsabfall pro Phase so an, daß die Richtung von $CA \parallel OB$ ist, so erhält man eine Strecke OC, die uns die Größe der Gegner $E.M.K.$ $= e_{fs}$ pro Phase im Stator darstellen muß. Diese $E.M.K.$ e_{fs} wird durch ein Feld erzeugt welches $\perp$ zu OC liegt, demnach die Richtuug ON hat.

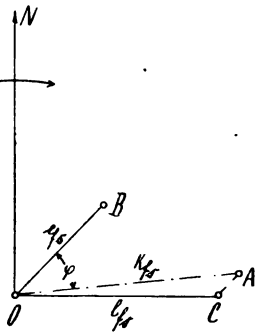


Fig. 48.

Es sei bemerkt, daß die Richtungen OA und OC sehr nahe zusammenfallen, da der Betrag von AC im Verhältnis zu OA klein (ca. 2~5%) ist und $\sphericalangle$ φ bei guten Motoren möglichst klein gemacht wird. Es sei daher für alle folgenden Betrachtungen ein Zusammenfallen von Richtung OA mit OC angenommen.

Die Kraftlinien des Hauptfeldes N schneiden die Leiter des Rotors und infolge der induzierten Ströme entstehen Drehmomente, die den Rotor zum Anlaufen zwingen. Wie schon gezeigt, wird er auf Synchronismus mit dem Hauptfelde zu kommen suchen.

Belasten wir jetzt die Riemenscheibe des Rotors, so müssen zur Erzeugung des Drehmomentes Sekundärströme i_{fl} auftreten. Diese finden sehr geringe Selbstinduktion vor, da erstens ihre Frequenz nur gering ist (gleich der Periodenzahl der Schlüpfung) zweitens die Leiter häufig durch künstliche Ohmsche Widerstände geschlossen werden. Man kann also mit einiger Annäherung wenigstens behaupten, daß die Sekundärströme i_{fl} angenähert in Phase liegen müssen mit der sekundären $E.M.K.$ e_{fl}. Die Folge davon ist nun, daß diese Ströme Ampèrewindungen erzeugen, die ähnlich wie die sekundären Ampèrewindungen eines ruhenden Transformators auf die ursprünglich vorhandenen Statorampèrewindungen derartig einwirken, daß sie einen ihnen entsprechenden Bruchteil der letzteren vernichten. Es bleibt also für die Erzeugung von e_{fs} nicht

Digitized by Google

mehr der Kraftlinienfluß ON übrig, sondern es müssen mehr Kraftlinien erzeugt werden, um e_{fs} zu liefern, weil ja ein Teil durch die sekundären Ampèrewindungen vernichtet wird. Man erhält also bei Belastung folgendes Bild (Fig. 49.):

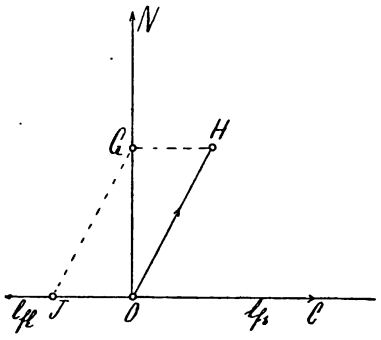


Fig. 49.

OC stellt die Richtung der $E.M.K.$ e_{fs} dar. ON ist die Richtung des Feldes (Hauptfeld). OJ ist die Richtung der sekundären $E.M.K.$ e_{fl} und liegt um 90° hinter dem Felde. OG stellt die Größe und Richtung der Ampèrewindungen des Feldes dar. GH ist die Größe und Richtung der sekundären Ampèrewindungen. Dann muß der Primärstrom i_{fs} der Größe und Richtung nach die Ampèrewindungen OH erzeugen, also einerseits die Nutzfeld-Ampèrewindungen OG, anderseits die Gegen-Ampèrewindungen oder wie man auch sagt die Abweisung GH erzeugen. Der Primärstrom i_{fs} muß sich also nach Größe und Richtung von OH einstellen. Dies würde genau zutreffen, wenn alle primär erzeugten Kraftlinien mit sämtlichen Sekundärleitern zum Schnitt kämen, also keine Streuung vorhanden wäre.

Die jedoch stets vorhandene Streuung bedingt einen Mehraufwand von primären Ampèrewindungen, um dasselbe Hauptfeld wie beim streuungslosen Motor zu erzeugen; da die Streuung meistens ziemlich erheblich ist, so muß sie im Diagramm berücksichtigt werden, und zwar auf folgende Weise:

Bezeichnen wir mit:

λ = magn. Leitfähigkeit des Hauptfeldes
λ_{0s} = „ „ „ Statorstreufeldes
λ_{0l} = „ „ „ Läufer „
m_s = Windungszahl pro Phase im Stator
m_l = „ „ „ im Rotor
Z_s = Hauptfeld Kraftlinienfluß
Z_{0s} = Streufluß im Stator
Z_{ol} = „ im Rotor.

Digitized by Google

So ist in Fig. 49

$$OJ = GH = i_{fl} \cdot m_l \cdot \lambda_{ol}.$$

Es tritt also eine nützliche Kraftlinienzahl OH aus dem Stator aus, die im Rotor jedoch nur als OG wieder erscheint, also um den Betrag der sekundären Streuung, oder wenn man will Rückwirkung, geometrisch verringert wird und daselbst die Spannung e_{fl} in Richtung OJ erzeugt (90° OG nacheilend). Primär ist jedoch eine größere Kraftlinienzahl als OH aufzuwenden, nämlich eine um den Betrag der Streuung

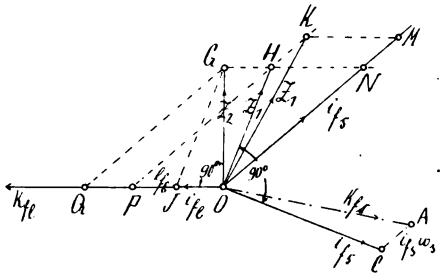


Fig. 50.

$$HK = i_{fs} \cdot m_s \cdot \lambda_{os}$$

geometrisch größere Kraftlinienzahl. HK muß die Richtung des Primärstromes haben, da HK durch den Primärstrom hervorgebracht wird. (Siehe Fig. 50.)

Es ist also primär ein Kraftliniensystem OK aufzuwenden, um sekundär nützlich OG zu erhalten.

Das gemeinschaftliche Feld HO kann man nun willkürlich in zwei Komponenten zerlegt denken, und zwar in eine in Richtung des Primärstromes, die gleich ON ist, und eine andere in Richtung des sekundären Stromes, die gleich OP ist. OH ist also zur Diagonalen eines Parallelogramms $PHNO$ gemacht. Die Richtung des primären Stromes ist dabei parallel HK, d. h. der Primärstreuung, angenommen.

Diese beiden Felder bezeichnet man als „fiktive" Felder. Es heißt: ON = Fiktives Primärfeld. OP = Fiktives Sekundärfeld. Beide Felder treten im Transformator in Wirklichkeit nicht auf, sondern sind nur geschaffen, um bequemes Rechnen zu ermöglichen.

Es existiert in Wirklichkeit nur das Hauptfeld $Z_s = OH$, die Streufelder $HK = Z_{0s}$; $GH = Z_{ol}$ = und die Spulenfeder ON in der primären, OG in der sekundären Spule.

Digitized by Google

Senkrecht zum sekundären Nutzfelde OG liegt dann e_{fl} und i_{fl}, senkrecht zum primären Felde OH liegt e_{fs}; trägt man in $C\,||$ zur Richtung des Stromes i_{fs} den Ohmschen Spannungsabfall AC an, so erhält man k_{fs} als OA.

Man kann eine Linie $KM \,||\, PO$ ziehen, und so einen Punkt M auf MO erhalten. MN ist dann gleich HK, also gleich der Primärstreuung. OM stellt also das fiktive + Streufeld, d. h. das vom Primärstrom erzeugte Feld dar.

Es ist also im wesentlichen wohl folgendes Anologon aus der Stromverzweigungslehre zulässig:

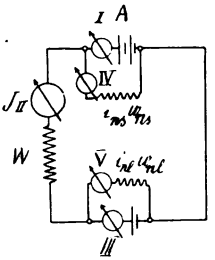


Fig. 51.

Eine primäre Stromquelle, z. B. zwei Akkumulatoren A schicken einen Strom in einen Stromkreis von nebenstehendem Aussehen: zunächst durch einen Widerstand W, dann durch eine Akkumulatorzelle B, die zu laden ist, und zurück. Ferner durch einen Widerstand w_{ns} und durch einen Widerstand w_{nl}, die $||$ zu A und B sind.

Die von A insgesamt zu liefernde Stromstärke ist durch Ampèremeter I meßbar und entspricht dem Primärkraftlinienstrom (OK).

Im Ampèremeter IV ist ein Strom meßbar, der dem primären Streufluß (HK) entspricht.

Es bleibt dann ein im Ampèremeter II meßbarer Strom übrig, der vergleichbar ist mit dem beim Motor durch den Luftraum tretenden Kraftlinienstrome OH. (Hauptfeld.)

Während ein bei V meßbarer Strom für die Ladung des Akkumulators verloren geht (entsprechend der Sekundärabweisung GH) kommt für dieselbe zur Wirksamkeit der im Ampèremeter III meßbare Strom, der den sekundären Nutzkraftlinien OG entspricht.

Also vom bei I meßbaren aufgewendeten Strom bleibt für die Ladung des Akkumulators nützlich der bei III meßbare Strom.

Genau ebenso bleibt beim Asynchronmotor für die Erzeugung der Sekundärspannung ein Feld OG nützlich, wenn man primär OM Kraftlinien aufwendet.

Es spielen in dem Diagramme, wie man leicht einsieht, die Verhältnisse vom Gesamtfelde zum fiktiven Felde

Digitized by Google

sowohl im Stator als auch im Rotor eine große Rolle, da durch diese Größen das Diagramm bestimmt wird. Man bezeichnet nun:

$$\frac{\text{Primäres Gesamtfeld}}{\text{Primäres fiktives Feld}} = h_s = \text{Hopkinsonscher primärer Streukoeffizient}$$

und

$$\frac{\text{Sekundäres Gesamtfeld}}{\text{Sekundäres fiktives Feld}} = h_l = \text{Hopkinsonscher sekundärer Streukoeffizient.}$$

In unserem Diagramm erhielten wir das fiktive Primärfeld $= NO$, das fiktive Sekundärfeld $= OP$, die entsprechenden Gesamtfelder werden durch OM und OQ dargestellt, wenn man $GQ \parallel HP$ legt, so daß die sekundäre Streuung $GH = OP$ wird. Dann ist

$$h_s = \frac{OM}{ON}; \quad h_l = \frac{OQ}{OP}. \quad \text{(Fig. 50.)}$$

Die Dreiecke HOP und HNO sind kongruent. Da OH (das Hauptfeld) proportional λ ist, so sind auch die beiden fiktiven Felder proportional λ, und zwar

$$\left.\begin{aligned} ON &= \lambda \cdot m_s \cdot i_{fs} \\ OP &= \lambda \cdot m_l \cdot i_{fl} \end{aligned}\right\} \text{ wenn man ihre zugehörigen Erregerampèrewindungen in Rechnung zieht.}$$

Betrachten wir nun wieder das Bild unserer Stromverzweigung. Fig. 51. Man kann setzen

$$\frac{1}{W} + \frac{1}{W_{ns}} = \frac{1}{W_s},$$

wobei W_s der Widerstand ist, der im wesentlichen für die Erzeugung des Stromes I in Frage kommt. Ebenso auch

$$\frac{1}{W} + \frac{1}{W_{nl}} = \frac{1}{W_l},$$

wobei W_l für die Erzeugung von Strom III maßgebend ist.

Genau ebenso kann man Leitfähigkeiten λ_s und λ_l einführen, die für die Felder im Stator und Läufer maßgebend sind, also für die Größen OM und OQ; es wird dann analog der Stromverzweigung von Fig. 51 erhalten

$$\lambda_s = \lambda + \lambda_{os}$$
$$\lambda_l = \lambda + \lambda_{ol}.$$

Digitized by Google

Will man jetzt OM und OQ berechnen so kann man auf Grund dieser Annahmen setzen

$$OM = \lambda_s \cdot i_{fs} \cdot m_s$$

$$OQ = \lambda_l \cdot i_{fl} \cdot m_l .$$

Die Streukoeffizienten nach Hopkinson kann man also auch definieren:

$$h_s = \frac{\lambda_s \cdot i_{fs} \cdot m_s}{\lambda \cdot m_s \cdot i_{fs}} = \frac{\lambda_s}{\lambda};$$

$$h_l = \frac{\lambda_l \cdot i_{fl} \cdot m_l}{\lambda \cdot m_l \cdot i_{fl}} = \frac{\lambda_l}{\lambda}.$$

In der Literatur findet man außer diesen Streukoeffizienten noch die Heylandschen Streukoeffizienten angegeben. Als solche werden die Verhältnisse der Streufelder zu den fiktiven angegeben. Es seien diese Koeffizienten mit τ_s und τ_l bezeichnet. Dann ist:

$$\tau_s = \frac{\lambda_{os} \cdot i_{fs} \cdot m_s}{\lambda \cdot i_{fs} \cdot m_s} = \frac{\lambda_{os}}{\lambda} = \frac{MN}{NO}$$

$$\tau_l = \frac{\lambda_{ol} \cdot i_{fl} \cdot m_l}{\lambda \cdot i_{fl} \cdot m_l} = \frac{\lambda_{ol}}{\lambda} = \frac{PQ}{OP}$$

Wir konnten nun setzen

$$\lambda_s = \lambda + \lambda_{os} \text{ und}$$

$$\lambda_l = \lambda + \lambda_{ol} \text{ also auch}$$

$$h_s = \frac{1}{\lambda} (\lambda + \lambda_{os})$$

$$h_l = \frac{1}{\lambda} \cdot (\lambda + \lambda_{ol}) \text{ folglich:}$$

$$h_s = 1 + \frac{\lambda_{os}}{\lambda} = 1 + \tau_s$$

$$h_l = 1 + \frac{\lambda_{ol}}{\lambda} = 1 + \tau_l$$

Digitized by Google

Da es häufig bequem erscheint, an Stelle der einzelnen Streuungen die gesamte Streuung zu berücksichtigen, so kann man dies auf folgende Weise tun:

Es ist

$$h_s \cdot h_l = (1 + \tau_s)(1 + \tau_l) = 1 + \tau_s + \tau_l + \tau_s \cdot \tau_l.$$

Setzen wir jetzt $S = \tau_s + \tau_l + \tau_s \cdot \tau_l$ so ist S ein Koeffizient, der die primäre und sekundäre Streuung berücksichtigt. Es wird

$$h_s \cdot h_l = S + 1.$$

Zwölftes Kapitel.

Das Kreisdiagramm.

Das soeben abgeleitete Diagramm gilt nur für einen bestimmten Arbeitszustand des Motors. Es soll jetzt versucht werden, dies Diagramm für verschiedene Arbeitszustände (Belastungen) des Motors in Anwendung zu bringen, und dabei die geometrischen Orte der verschiedenen Punkte des Diagramms erforscht werden. Das in Fig. 50 gezeichnete Diagramm ist in Fig. 52 wiederholt, wenigstens in seinen Hauptzügen.

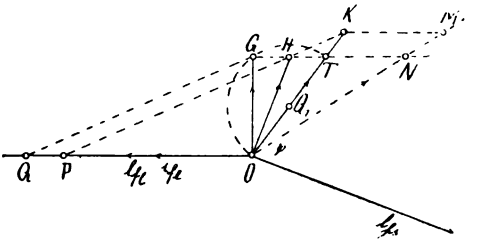


Fig. 52.

Wenn wir jetzt die Annahme machen dürfen, daß die Entfernung OT für jede Arbeitsstellung des Motors konstant bleibt, so können wir sagen, daß der Punkt G sich auf einem Halbkreise über OT bewegen muß. Der Mittelpunkt dieses Halbkreises ist O_1. Im folgenden ist nun der Beweis zu bringen, daß tatsächlich OT konstant wird, wenn die $E.M.K.$ e_{fs} konstant ist. Dies trifft annähernd (abgesehen vom Ohmschen Spannungsabfall) zu, wenn k_s konstant gehalten wird, wie das für Stationäre Motoren wohl immer der Fall ist.

Digitized by Google

Für konstantes e_{fs} muß auch das Feld OK konstant sein, welches ja e_{fs} erzeugt.

Nun ist

$\frac{KT}{TO} = \frac{MN}{NO} = \tau_s$; dabei ist τ_s, der primäre Streufaktor als konstant anzunehmen, weil alle Streupfade wie Hauptfelder im wesentlichen durch Lufträume bestimmt sind, infolgedessen also bei verschiedenen Erregerampèrewindungen immer das Verhältnis $\frac{\text{Nutzfeld}}{\text{Streufeld}}$ konstant bleiben wird.

Es wird also

$$KT = \tau_s \cdot TO$$

Ferner sind Dreieck HKT und TNO ähnlich, da ihre Winkel übereinstimmen. Es müssen also folgende Proportionen bestehen:

$$\frac{HT}{TN} = \frac{KT}{TO} \text{ da } \frac{KT}{TO} = \tau_s, \text{ also}$$

$$\frac{HT}{TO} = \tau_s, \text{ da nun war}$$

$$KO = KT + TO = \text{Konst., so ist}$$

$$KO = TO \cdot \tau_s + TO = \text{Konst., also}$$

$$KO = TO\,(1 + \tau_s) = \text{Konst., folglich auch}$$

$$TO = \text{Konst.}$$

Man hat also tatsächlich das Recht, als geometrischen Ort des Punktes G den Halbkreis über OT für jede beliebige Belastung zu betrachten.

Da es meistens darauf ankommt, außer dem Verlauf der Felder während der Belastung den Verlauf der Ströme sowie ihrer Lage gegenüber der primären Spannung kennen zu lernen, so soll auch deren Verlauf betrachtet werden. Die Richtung des Stromes i_{fs} ist gegeben durch ON. Seine Größe ist proportional OM.

Digitized by Google

Der Sekundärstrom ist analog gegeben durch OQ; es ist

$$\frac{OM}{ON} = h_s; \quad \frac{OQ}{OP} = h_l;$$

$$\left.\begin{array}{l} i_{fs} \text{ prop. } OM \text{ prop. } NO \cdot h_s \\ i_{fl} \quad \text{„} \quad OQ \quad \text{„} \quad OP \cdot h_l \end{array}\right\} \begin{array}{l} h_s = \text{Konst.} \\ h_l = \text{Konst.} \end{array}$$

$$i_{fs} \text{ prop. } NO$$

$$i_{fl} \text{ prop. } OP.$$

Man kann also im anderen Maßstabe (Stromdiagramm) setzen

$$NO = i_{fs}$$

$$OP = i_{fl}.$$

Nun ist

$$OP = HN, \text{ also}$$

$$HN = i_{fl}.$$

Es ist $NG = NH + HG$. Dividiert man durch NH so wird

$$\frac{NG}{NH} = \frac{NH}{NH} + \frac{HG}{NH} = 1 + \frac{HG}{NH},$$

ferner

$$\frac{HG}{NH} = \tau_l; \text{ also}$$

$$\frac{NG}{NH} = 1 + \tau_l.$$

Nach $S \cdot 76$ war ferner:

$$\frac{HN}{NT} = h_s = 1 + \tau_s,$$

also

$$\frac{HN}{NT} \cdot \frac{NG}{NH} = (1 + \tau_s)(1 + \tau_l),$$

folglich

$$\frac{NG}{NT} = 1 + \tau_s + \tau_l + \tau_s \tau_l = 1 + S.$$

Digitized by Google

Da nun für einen bestimmten Motor τ_s und τ_l konstant, also auch S konstant ist, so muß mithin das Verhältnis $\frac{GN}{NT} = \text{Constant}$ werden.

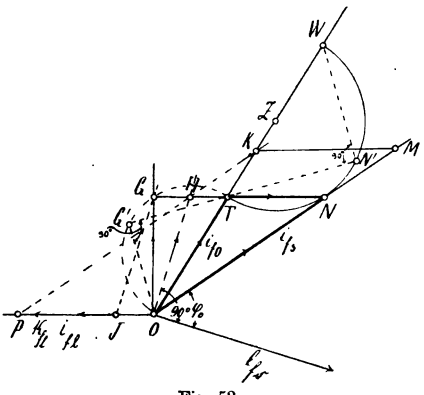


Fig. 53.

Errichten wir nun im Punkte N ein Lot auf GN, so schneidet dies die Verlängerung von OK im Punkte W. Über WT als Durchmesser schlagen wir einen Halbkreis. N liegt dann auf diesem Halbkreise, da $\sphericalangle TNW$ ein Rechter ist.

Es war

$$\frac{NG}{NT} = 1 + S,$$

also

$$\frac{GT + TN}{TN} = 1 + S,$$

$$\frac{GT}{TN} = S - 1 + 1 = S,$$

also

$$\frac{GT}{TN} = \text{Konst.}$$

Nehmen wir nun irgend einen Punkt N' des Kreises über TW an; so entspricht diesem ein Punkt G' auf dem Kreise über OT. Es ist dann $\triangle\ G'TO$ ähnlich $\triangle\ N'WT$ also jetzt

$$\frac{TN'}{G'T} = \frac{TW}{OT};$$

für unsere Dreiecke GTO und NWT gilt

$\frac{1}{S} = \frac{TN}{GT} = \frac{TW}{OT}$; man sieht also, daß jede Linie GN

Digitized by Google

durch die beiden Halbkreise und den Punkt T in dem geforderten Verhältnis $\frac{1}{S}$ geteilt werden. Folglich liegen tatsächlich alle Punkte N auf dem Halbkreise über TW, wobei TW so zu legen ist, daß $\frac{OT}{TW} = S$ wird.

Der Halbkreis über TW stellt also den geometrischen Ort des Statorstromes ON vor, derartig, daß alle Verbindungslinien ON die Ströme für die verschiedensten Arbeitsstellungen des Motors angeben.

Es stellen alle Verbindungen KN die Sekundärströme nach Größe und Richtung dar.

Die Linie OT gibt den zur Erzeugung der primären $E.M.K.$ nötigen Magnetisierungsstrom i_{fo} an.

Der Phasenverschiebungswinkel φ zwischen Strom i_{fs} und der Spannung e_{fs} wird gleich $\sphericalangle NOX$.

Wie man sieht, tritt an einer gewissen Stelle ein Minimum dieses Winkels ein, und zwar dann, wenn der Stromvektor ON den Kreis über WT tangiert. Bezeichnen wir diesen Tangierungspunkt mit N', den Kreismittelpunkt mit Z, so ist (Fig. 54)

$$\sphericalangle N'ZT = N'OX = \varphi_o$$

$$\cos \varphi_{o\,max} = \cos N'ZT = \frac{ZN'}{ZO}$$

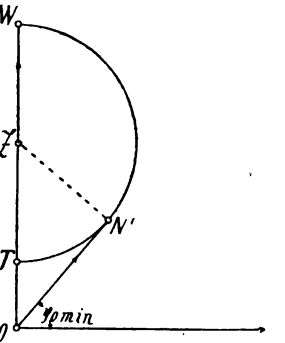


Fig. 54.

Es ist

$$\frac{WT}{2} = ZN'; \; OT = S.WT \text{ (s. S. 80)}$$

$$OT = S. \; . \; 2ZN'$$

$$OZ = OT + ZT$$

$$OZ = S \cdot 2ZN' + ZN'$$

$$\cos \varphi_{o\,max} = \frac{ZN'}{S \cdot 2ZN' + ZN'} = \frac{1}{2S+1}.$$

Digitized by Google

Um also cos φ_o möglichst günstig zu erhalten, muß man die Streuung des Motors klein machen. Man sieht, daß $S = O$ cos $\varphi_{o\ max} = 1$ ergeben würde. Man ersieht ferner, daß in der Nähe des Punktes N' der Phasenverschiebungswinkel sich nur wenig ändert, wenn man den Strom auch erheblich variiert. Aus dem Diagramm kann man cos φ_o leicht entnehmen und in Abhängigkeit vom Strome $i_{fs} = ON$ auftragen. (Fig. 55.)

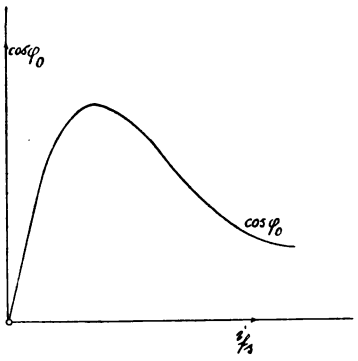


Fig. 55.

Die in den Motor pro Phase hineingeschickte Energie ist $k_{fs} \cdot i_{fs}$ cos φ. Da nun k_{fs} etwas größer als e_{fs} ist φ etwas kleiner als φ_o ausfällt, mithin cos φ etwas größer als cos φ_o wird, die Größen φ und k_{fs} aber im Diagramm nicht auftreten, so können wir nur unter Vernachlässigung von $k_{fs} - e_{fs}$ und cos φ — cos φ_o also $k_{fs} \cong e_{fs}$ und $\varphi_o \cong \varphi$ dies Diagramm benutzen um die hineingeschickte Energie bei einem bestimmten Strome zu ermitteln.

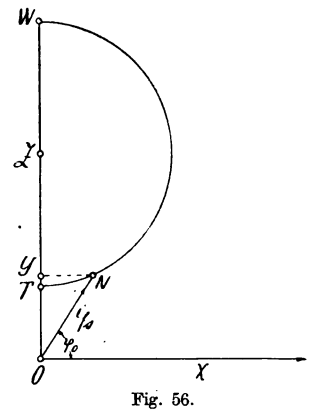


Fig. 56.

Zieht man eine Linie $YN \parallel OX$, so ist (Fig. 56)
$\sphericalangle\ YNO = \sphericalangle\ NOX = \varphi_o \cong \varphi$
(gültig für eine Phase).

Mithin wird $YN = i_{fs} \cdot \cos \varphi$; da nun k_s konstant ist, so wird Hineingeschickte Energie = $YN = k_{fs}\, i_{fs} \cos \varphi$ (für eine Phase). In den ganzen Motor muß man also hineinschicken

$$3\ YN = 3\ k_{fs} \cdot i_{fs} \cdot \cos \varphi.$$

Um jetzt die herausgegebene Energie in einfacher Weise im Diagramm darzustellen, folgen wir der von Heyland angegebenen Betrachtungsweise (E. T. Z. 1896).

Digitized by Google

Zunächst sind die Eisenverluste zu untersuchen. Diese sind im Läufer bei Leerlauf gleich Null, da keine Ummagnetisierung stattfindet. Bei Belastung steigen sie, nehmen jedoch nur einen geringen Betrag beim normalen Betriebe an. Da wir bislang jedoch das Diagramm für alle also auch anormale Betriebsarten betrachtet haben, so folgt daraus, daß wir auch starke Schlüpfungen mit in Rechnung ziehen müssen. Bei diesen würden die Wirbelstromverluste und Hysteresisverluste hohe Werte annehmen können, wenn das Feld konstant bliebe.

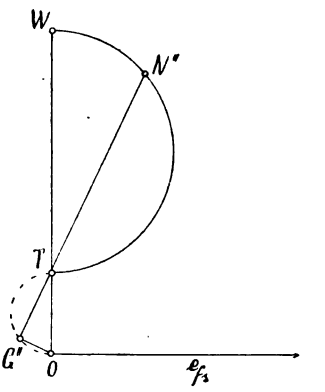


Fig. 57.

Figur 57 jedoch zeigt, daß dann das sekundär zur Wirksamkeit kommende Feld OG'' klein wird. Da nun das Feld OG'' klein wird, anderseits die Periodenzahl steigt, so kann man mit einiger Annäherung sagen, daß die sekundären Eisenverluste nicht sehr stark variieren können. Wir wollen sie daher als konstant annehmen.

Die primären Eisenverluste richten sich nach dem primären Felde OT und der konstanten Periodenzahl des aufgedrückten Drehstromes. Da e_s wenig variiert (infolge des Ohmschen Spannungsabfalls), so müssen auch die primären Eisenverluste konstant sein.

Die Kupferverluste jedoch zeigen quadratisches Anwachsen mit den Strömen, und da diese (ON und NT Fig. 53) sehr stark variieren, so wird ihre Berücksichtigung viel schwieriger als die der konstanten Eisenverluste.

Heyland berücksichtigt nun die Ohmschen Verluste, indem er die ihnen entsprechenden Spannungsabfälle einführt und nun diesen Spannungsabfällen äquivalente Felder der Betrachtung zu grunde legt; die Richtung dieser ideellen Felder liegt natürlich senkrecht zur Richtung der Spannungsabfälle, die in Frage kommen; da diese in Richtung der Ströme fallen, so liegen die Richtungen dieser Felder mithin auch senkrecht zu den Strömen.

Wir können im Diagramm den Primärstrom in zwei Komponenten zerlegen, in OT und TN. Davon bleibt OT kon-

Digitized by Google

stant und bringt die Magnetisierung hervor. Der Sekundärstrom TN variiert jedoch erheblich und ruft Spannungsabfälle hervor, die proportional TN werden.

Ziehen wir die Linie NW, so wissen wir nach Figur 53, daß WN proportional dem Ankerfelde OG ist. Dem primären Spannungsabfall $i_{fs}\, w_s$ entspricht ein sekundärer Feldabfall, da PN (⊥ zum Sekundärstrom TN) proportional sein möge. Ganz analog kann man den sekundären Ohmschen Spannungsabfall als Feld PR abtragen (⊥ zum sekundären Strom).

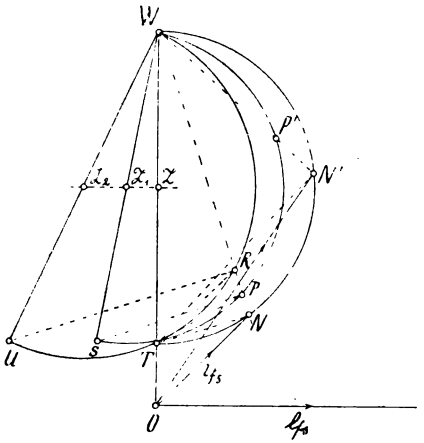


Fig. 58.

Zieht man eine Linie SP ⊥ zu WN, schlägt ferner einen Halbkreis über SW, der durch T und P geht, so ist

$$PS \parallel TN, \text{ da}$$

$$\sphericalangle\, WPS = R, \quad \sphericalangle\, WNT = R \text{ sind.}$$

Es war ferner PN proportional i_{fs} gemacht. Auch für zwei Punkte $N'P'$ würde $N'P'$ proportional ON werden. Zum Beweise ziehe man $N'O$, $N'T$ und $P'T$, ferner PT. Das Dreieck $TN'P'$ ist dann ähnlich $\triangle\, PTN$, da zwei Winkel übereinstimmen.

Folglich wird

$$\frac{P'N'}{TN'} = \frac{PN}{TN},$$

mithin wird auch

$$\frac{P'N'}{PN} = \frac{TN'}{TN};$$

da man angenähert bis auf den Strom OT $ON \cong TN$ setzen kann, namentlich für große Ströme, so sieht man, daß $\frac{P'N'}{PN} = \frac{ON'}{ON} = \frac{i'_{fs}}{i_{fs}} = \frac{i'_{fs} \cdot w_s}{i_{fs} \cdot w_s}$ wird, wenn man P auf einen

Digitized by Google

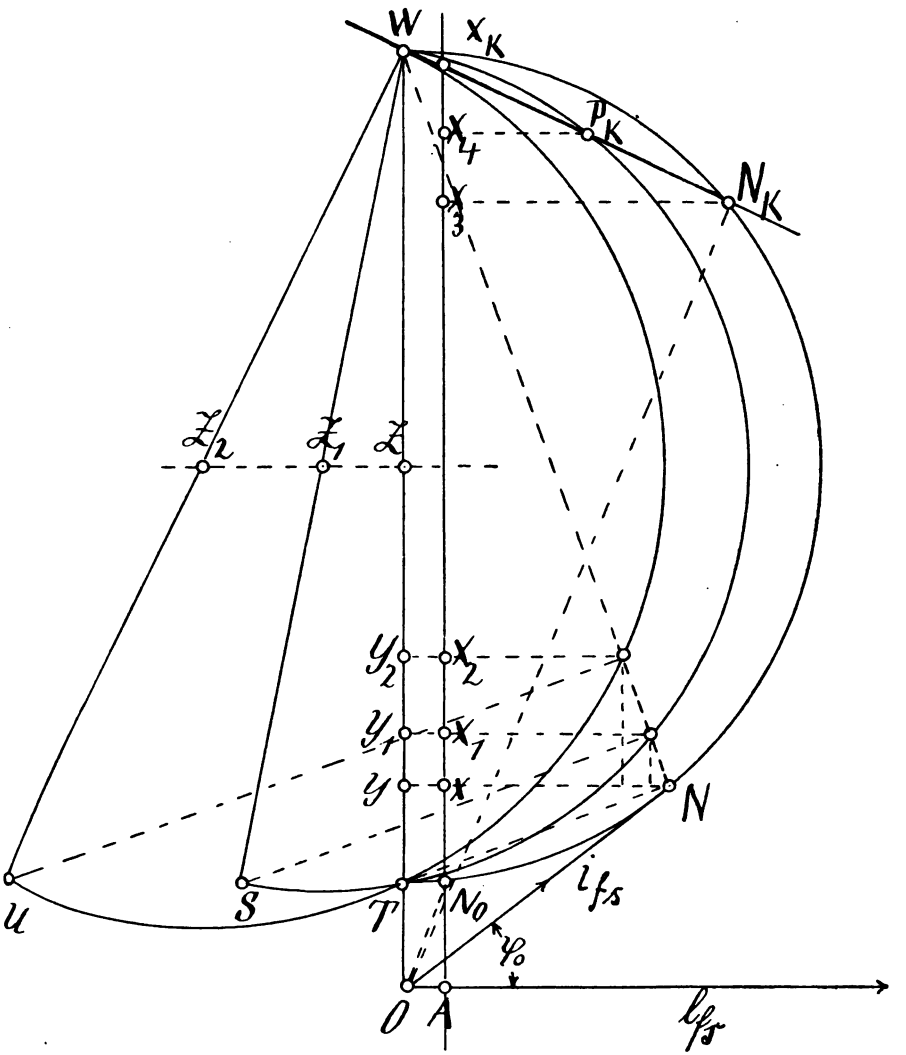


Fig. 59.

Digitized by Google

Kreis legt, der durch T und W geht. Genau ebenso kann man beweisen, daß sich der sekundäre Ohmsche Spannungsabfall stets darstellen läßt durch $R' P'$, wobei R' einen Kreis durchläuft, der durch T und W geht.

Mithin stellt also PN den primären
PR den sekundären
Spannungsabfall dar, gemessen im Sekundärfelde WN. Die Mittelpunkte der Kreise sind Z_1 und Z_2, ihre Radien $Z_1 W$ und $Z_2 W$.

Wir ziehen nun im Diagramm (Fig. 59) die horizontalen Abstände von der Linie WO (NY, PY_1, RY_2)

Da wir gesehen hatten, daß die Horizontale YN die hineingeschickte Energie bedeutet, ferner PN den primären Spannungsabfall, so muß die horizontale Projektion von GN, also Strecke NA die hineingeschickte Leistung minus $i_{fs}^2 \cdot w_s$ darstellen, da die Leistungen und mithin auch die Effektverluste in der Horizontalen liegen.

Ebenso stellt CA die sekundär verloren gehenden Stromwärmeverluste dar. Die Eisenverluste lassen sich berücksichtigen, wenn wir dieselben als konstant annehmen und horizontal eine im Wattmaßstabe gemessene Strecke OA gleich den Reibungsverlusten + Eisenverluste abtragen. Legen wir durch A eine Parallele zu OW, so stellt YX den Eisenverlust dar, also auch $X_2 Y_2$; da nun $RX_2 = CX$ ist, so stellt RX_2 die hineingeschickte Energie vermindert um die sämtlichen Verluste dar; dies ist gleich der herausgegebenen Leistung pro Phase.

Also herausgegebene Gesamt-Leistung $= RX_2 \cdot 3$ d. h. gleich den horizontalen Abständen des Kreises um Z_2 von der Linie durch A parallel zu OW.

Wir können jetzt den Wirkungsgrad η des Motors feststellen. Dieser ist definiert als:

$$\frac{\text{Leistung}}{\text{hineingeschickte Watt}} = \frac{3 \cdot X_2 R}{3 \cdot NY} = \frac{X_2 R}{NY}$$

und zwar bei der Stromstärke $ON = i_{fs}$.

Wir ersehen aus dem Diagramm sofort, daß für Leerlauf zur Deckung der konstanten Verluste OA ein Leerlaufstrom ON_o aufzuwenden ist; ferner ersehen wir, daß im Punkte

Digitized by Google

X_k der Horizontal-Abstand gleich Null wird. Wir erhalten also keine Leistung mehr an der Achse des Motors, sondern die gesamte hineingeschickte Energie $X_3 N_k$ wird in Joulesche Wärme und zur Kompensation der Eisenverluste gebraucht. Den in diesem Zustande auftretenden Strom ON_k bezeichnet man als Kurzschlußstrom. Da die Leistung Null ist, muß die Tourenzahl Null sein, oder aber die Zugkraft.

Die Zugkraft ist gegeben durch das in den Sekundäranker eintretende Feld mal Sekundärstrom; berücksichtigen wir wieder den Ohmschen Spannungsabfall in der Primärwicklung, so behalten wir ein Sekundärfeld PW übrig. Nun ist angenähert bis auf wenige Prozent $TM = TP$. Man kann nun nach dem vorhergehenden setzen: $TN = i_{fl}$.

Die Zugkraft wird also

proportional $PW \cdot TN$ also auch

proportional $TW \cdot TP$;

dies entspricht sehr angenähert dem zweifachen Inhalte des Dreiecks TPW, wenn man annimmt, daß der Winkel TPW angenähert ein Rechter ist.

Der zweifache Inhalt von TPW wird nun auch dargestellt durch $WT \cdot Y_1 P$. Hierbei ist jedoch nicht berücksichtigt, daß schon bei Leerlauf zur Überwindung der Reibung ein gewisser Betrag der Zugkraft erforderlich ist. Ebenso kann man eine der Ummagnetisierung und den Wirbelströmen entsprechende Zugkraft annehmen. Da WT konstant ist, würde $Y_1 P$ die Zugkraft darstellen, abgesehen von dieser abzüglichen Zugkraft bei Leerlauf. Da diese sich nun proportional dem Leerlaufstrom ergibt, so können wir sie durch den konstanten Betrag $Y_1 X_1$ berücksichtigen.

Die nutzbare Zugkraft ergibt sich demnach zu $X_1 P$; der horizontale Abstand des Kreises um Z_1 von AX wird also proportional der Zugkraft des Motors.

Wir erkennen, daß die normale Anzugskraft am Ankerumfang gemessen proportional $P_k X_4$ wird.

Zum Schluß können wir auf einfache Weise aus dem Diagramm die Schlüpfung des Motors für irgend eine Belastung ableiten.

Digitized by Google

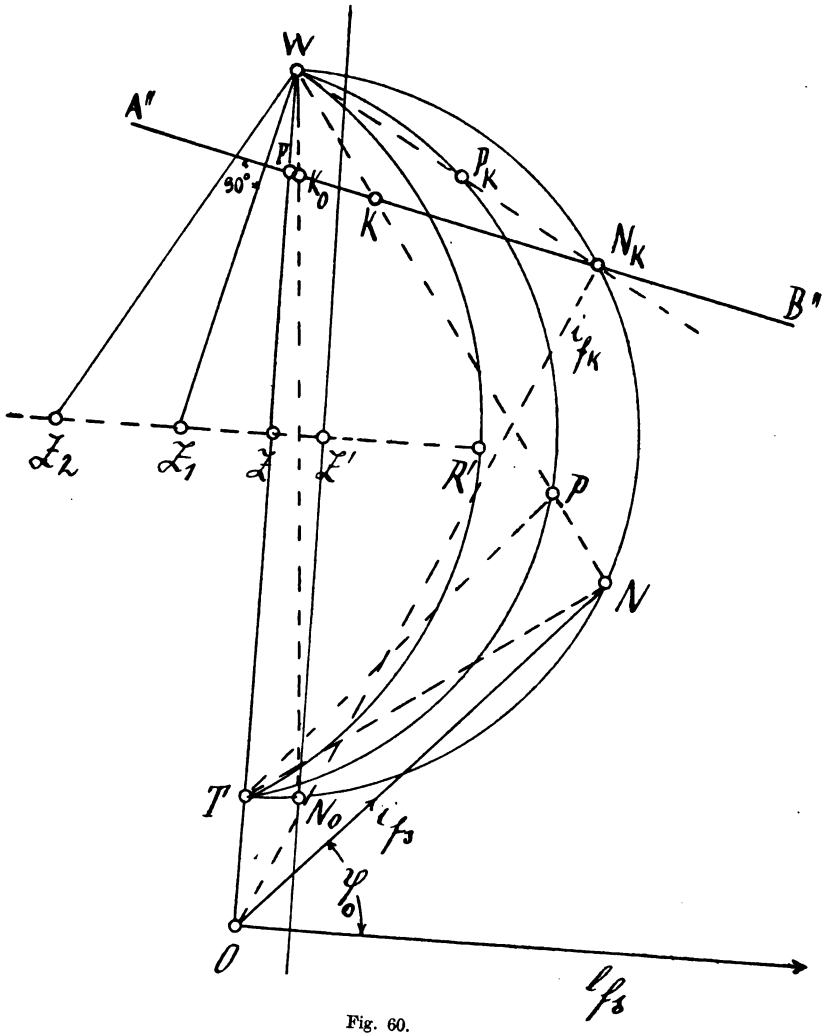


Fig. 60.

Digitized by Google

Der Rotorstrom ist proportional dem Produkt aus Rotorfeld mal Schlüpfung, also

$$\text{Schlüpfung } \sigma \text{ prop. } \frac{\text{Rotorstrom}}{\text{Rotorfeld}} \text{ prop. } \frac{TN}{PW.}$$

Da nun TN prop. oder $\cong TP$ ist, so wird

$$\sigma \text{ prop. } \frac{PT}{WP}$$

Zieht man nun eine Gerade $A''B''$ durch N_{kl}, so daß der Winkel $WFK = WPT$ wird, so ist (Fig. 60)

$$\frac{PT}{PW} = \frac{FK}{WF,} \text{ da } \triangle\ WFK \sim \triangle\ WPT \text{ ist.}$$

Es steht Linie $A''B''$ $\perp$ zu WZ_1.

Wenn wir jetzt für alle Belastungen die Linie WF konstant beibehalten, so wird

$$\sigma = \frac{PT}{PW} \text{ prop. } FK_1.$$

Für den Punkt N_k würden 100% Schlüpfung vorhanden sein (Stillstand des Motors). Wenn wir also FN_k in 100 Teile teilen, so können wir direkt die prozentuelle Schlüpfung FK abgreifen.

Die Leerlaufschlüpfung finden wir zu FK_o; sie fällt in den meisten Fällen nur gering aus.

Interessant ist es noch, die maximale Leistung des Motors zu $Z'R'$ festzustellen.

Aus dem Diagramm sind also alle für den Betrieb des Motors wichtigen Größen zu entnehmen. Das Diagramm ist auch zur Vorausberechnung aller dieser Größen anzuwenden.

Vorläufig sei erläutert, in welcher Weise man das Diagramm anwenden kann, wenn es sich um eine Prüfung des Motors auf dem Probierstande handelt.

Um das Dinagramm kostruieren zu können, müssen die Durchmesser der Kreise um ZZ_1Z_2 festgelegt sein. Ferner muß OT, die Entfernung ZZ' und die Lage des Punktes N_k gegeben sein.

Digitized by Google

Nach dem Vorgange von Heyland dienen zur Erlangung dieser Werte drei Versuche:

1. Man mißt die Ohmschen Widerstände des Motors.
2. Man läßt den Motor unbelastet mit voller Spannung laufen, mißt k_{fs}, i_{fs} und $k_{fs} \cdot i_{fs} \cdot \cos \varphi$ in allen drei Phasen.
3. Man bremst den Rotor fest und mißt eventuell bei erniedrigter Spannung k'_{fs}, i'_{fs}, $k'_{fs} \cdot i_{fs} \cdot \cos \varphi'$ (der Index ' soll diesen sogenannten Kurzschlußversuch bezeichnen).

An Hand eines Beispiels soll gezeigt werden, wie man aus diesen gemessenen Größen das Diagramm aufbauen kann:

Das Diagramm wurde an einem Drehstrommotor von 5 *PS* Leistung bei 1500 Touren 190 Volt verketteter Spannung aufgenommen.

1. Widerstände der Statorwicklung.

Phase I 0,206 Ω
Phase II 0,208 Ω
Phase III 0,207 Ω

2. Leerlauf des Motors.

Touren	i_{fs1}	i_{fs2}	i_{fs3}	k_{fs1}	k_{fs2}	k_{fs3}	Watt_1	Watt_2	Watt_3
1450	6,75	6,25	6,25	101	102	100	142	100	155
1450	6,75	6,25	6,25	101	102	100	145	100	155

3. Kurzgeschlossener Rotor und Stillstand.

i'_{fs1}	i'_{fs2}	i'_{fs3}	k'_{fs1}	k'_{fs2}	k'_{fs3}	Watt_1	Watt_2	Watt_3
12,0	11,7	11,8	16,0	16,2	16,1	80	76	79
15,7	15,2	15,5	23,5	24,0	23,0	149	140	140
23,1	22,6	23,0	35	35,9	34,8	320	315	325

Aus Versuch 2 ergibt sich ein mittlerer Leerlaufstrom von 6,42 Amp.
Leerlaufwatt pro Phase 133
Leerlaufphasenspannung 101 Volt.

Der mittlere Wattstrom bei Leerlauf wird also

$$\frac{k_{fs}\, i_{fs} \cdot \cos \varphi}{k_{fs}} = i_{fs} \cdot \cos \varphi = \frac{133}{101} = 1{,}31 \text{ Amp.}$$

Digitized by Google

Es ist also ON_o (in Fig. 60) = 6,42 Amp. und N_oT = 1,31 Amp. zu machen.

Man kann also das Viereck $OA'N_oT$ zeichnen. In der Figur sei 1 Amp. = 2 mm gemacht. (Fig. 61.)

Es wird dann

$$ON_o = 6{,}42 \cdot 2 = 12{,}8 \text{ mm}$$
$$N_oT = 1{,}31 \cdot 2 = 2{,}62 \text{ mm}.$$

Die Verlängerung der Linie OT muß dann durch den Punkt W gehen. Um W zu finden, muß man den Kurzschlußversuch benutzen.

Wie Tabelle 3 erkennen läßt, wurden drei Kurzschlußversuche bei stark erniedrigter Phasenspannung angestellt, da sonst der auftretende Strom für den stillstehenden Motor zu groß geworden wäre und eine Beschädigung der Wicklung herbeigeführt haben würde. Es wird nun nötig sein, diese Ströme auf den bei 101 Volt Phasenspannung auftretenden, der Messung nicht zugängigen Strom umzurechnen, indem die Ströme proportional den Spannungen gesetzt werden. Streng genommen ist dies nicht ganz richtig, da außer den Luftwegen der Kraftlinien noch Eisenwege vorhanden sind, die die Proportionalität zwischen Ampèrewindungen und Kraftlinien bzw. Strömen und Spannungen stören.

Spannung	Strom	Strom bei 101 Volt.
16,1	11,8	$11{,}8 \cdot \frac{101}{16{,}1} = 73{,}8$ Amp.
23,5	15,5	$15{,}5 \cdot \frac{101}{23{,}5} = 67$ „
35,2	23,3	$23{,}3 \cdot \frac{101}{35{,}2} = 67$ „

Der mittlere Strom wird also bei 101 Volt

$$\frac{73{,}8 + 67 + 67}{3} \cong 69 \text{ Amp.}$$

Digitized by Google

Mittl. Watt	Wattstrom	$\cos \varphi'$
78	$\frac{78}{16,1} = 4,84$	$\frac{78}{16,1 \cdot 4,84} = 0,41$
140	$\frac{140}{23,5} = 5,95$	$\frac{140}{23,5 \cdot 5,95} = 0,38$
320	$\frac{320}{35,2} = 9,08$	$\frac{320}{9,08 \cdot 35,2} = 0,39$

Man kann jetzt den Punkt N_k finden.

Es ist $ON_k = 69$ Amp. $= 2 \cdot 69 = 138$ mm zu machen; ferner der horizontale Abstand von der Achse OW (die Wattkomponente) gleich (Fig. 61).

$$69 \cdot \cos \varphi' = 69 \cdot 0,39 = 27 \text{ Amp.} = 54 \text{ mm.}$$

Man zieht jetzt die Verbindungslinie $N_k T$, die Sehne im Halbkreise über der Verlängerung von TO sein muß. Um den Mittelpunkt dieses Halbkreises zu finden, errichtet man auf TN_k die Mittelsenkrechte, welche die Verlängerung von OT in Z schneidet. Um Z kann man jetzt den Halbkreis durch T und N_k schlagen. Auf diese Weise wird Punkt W gefunden.

Der Radius dieses Kreises wird aus der Figur 61 zu 69,3 mm gefunden.

Wir ziehen jetzt die Verbindungslinie WN_k (gefunden zu 59,0 mm).

Nach S. 82 hatten wir gefunden, daß der Punkt X_k auf dem Kreise der hineingeschickten Energie und auf der Linie durch N_o parallel zu OW liegen muß. Wir erhalten den Mittelpunkt Z_2 dieses Kreises, wenn wir auf WX_k die Mittelsenkrechte errichten und zum Schnitt mit einer Horizontalen durch Z bringen. (Kreis der hineingeschickten Energie.)

In Fig. 61 entspricht $P_k N_k$ dem Ohmschen Spannungsabfall bei Kurzschluß. Dieser wird pro Phase:

Phasenwiderstand · Phasenstrom $= 0,207 \cdot 69 = 14,3$ Volt.

Es entspricht nun OW, wie früher gezeigt, dem Gesamtfelde, also einer Spannung von 101 Volt. Es ist $OW = 151$ mm $= 101$ Volt.

Mithin entspricht 1 Volt $\frac{151}{101} = 1,494$ mm.

Digitized by Google

Es werden also 14,3 Volt $= P_k N_k = 1{,}495 \cdot 14{,}3 = 21{,}4$ mm.

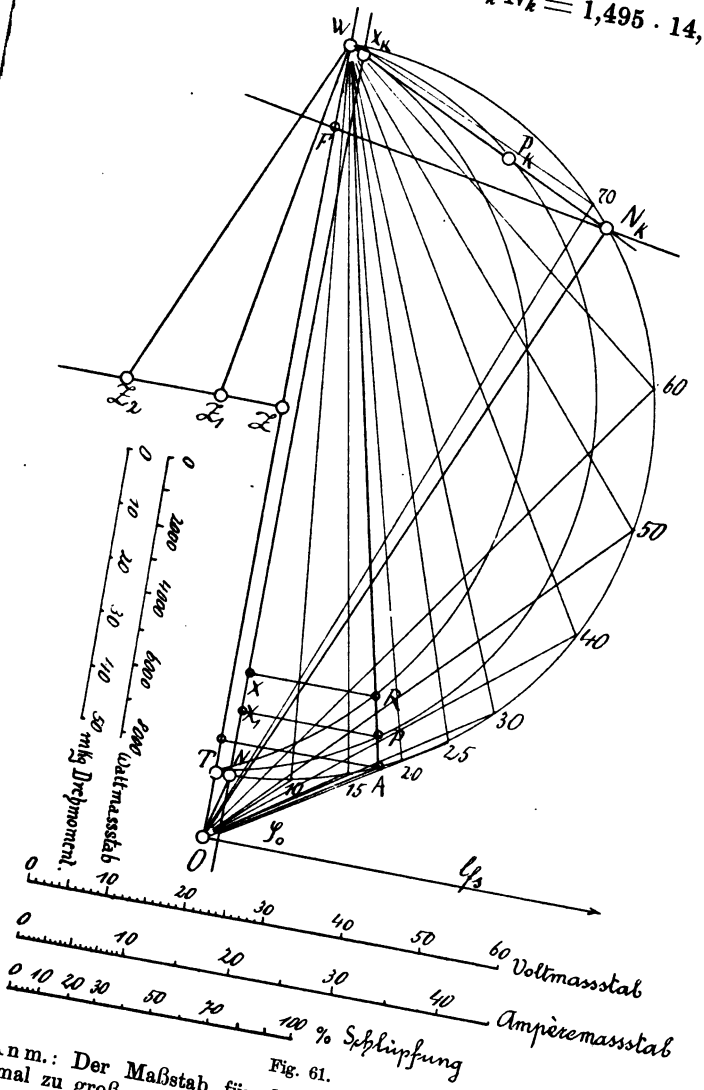


Fig. 61.

Anm.: Der Maßstab für das Drehmoment ist irrtümlicherweise ca. 10 mal zu groß aufgetragen. 1 mkg. = 6,42 mm.

Digitized by Google

Der Wattmaßstab wird folgendermaßen ermittelt: TN_0 entspricht 133 Watt, also entsprechen 133 Watt 2,62 mm; 100 Watt sind also gleich $\frac{2{,}62}{1{,}33} = 1{,}98$ mm pro Phase. Man rechnet nun meistens mit den Gesamtwatt des Motors. Da diese gleich dem dreifachen der Phasenwatt werden, so entspricht mithin $\frac{1{,}98}{3} = 0{,}656$ mm 100 Watt Gesamtenergie des ganzen Motors. (Siehe Wattmaßstab).

Wir können im Diagramm einen Punkt A bestimmen, der der normalen Leistung von 5 PS entspricht (man mache $XR = 5 \cdot 736 = 3680$ Watt $= 24{,}2$ mm). Der normale Strom OA wird so zu 18 Amp. gefunden. Der Maßstab der Schlüpfung wird durch $FN_k = 100\,\%$ Schlüpfung gegeben (gleich 54 mm). 1 % Schlüpfung wird mithin 0,54 mm. (Siehe Schlüpfungsmaßstab.) Die Tourenzahl bei 5 PS ist 1410.

Das normale Drehmoment ist für 5 PS und 1410 Touren gleich: $\frac{5 \cdot 75 \cdot 60}{1410 \cdot 2\pi} = 4{,}05$ mkg rechnerisch zu ermitteln. Diesem entspricht im Diagramm eine Strecke $PX_1 = 26$ mm. 1 mkg wird also gleich 6,42 mm. (Siehe Maßstab für das Drehmoment!) Wir können nun für verschiedene Stromstärken die Leistung, hineingeschickte Energie, Schlüpfung usw. aus dem Diagramm entnehmen und erhalten so folgende Tabelle:

Strom pro Phase Amp.	Gesamt-Leistung Kilo-Watt	Hineingeschickte Energie Kilo-Watt	Schlüpfg. %	cos φ	η %	Drehmoment mkg
10	1,65	3,2	2,2	0,725	51,6	1,2
15	3,1	4,1	4	0,835	75,5	2,1
20	4,0	5,2	6,5	0,863	80	2,9
25	5,0	6,3	10	0,840	80	4,0
30	5,7	7,6	14	0,834	75	4,2
40	6,4	9,5	20	0,775	67	5,2
50	6,1	10,6	30	0,69	57	5,3
60	4,0	10,4	50	0,563	38	4,8
70	—	7,7	Stillstd.	0,37	—	3,5

Digitized by Google

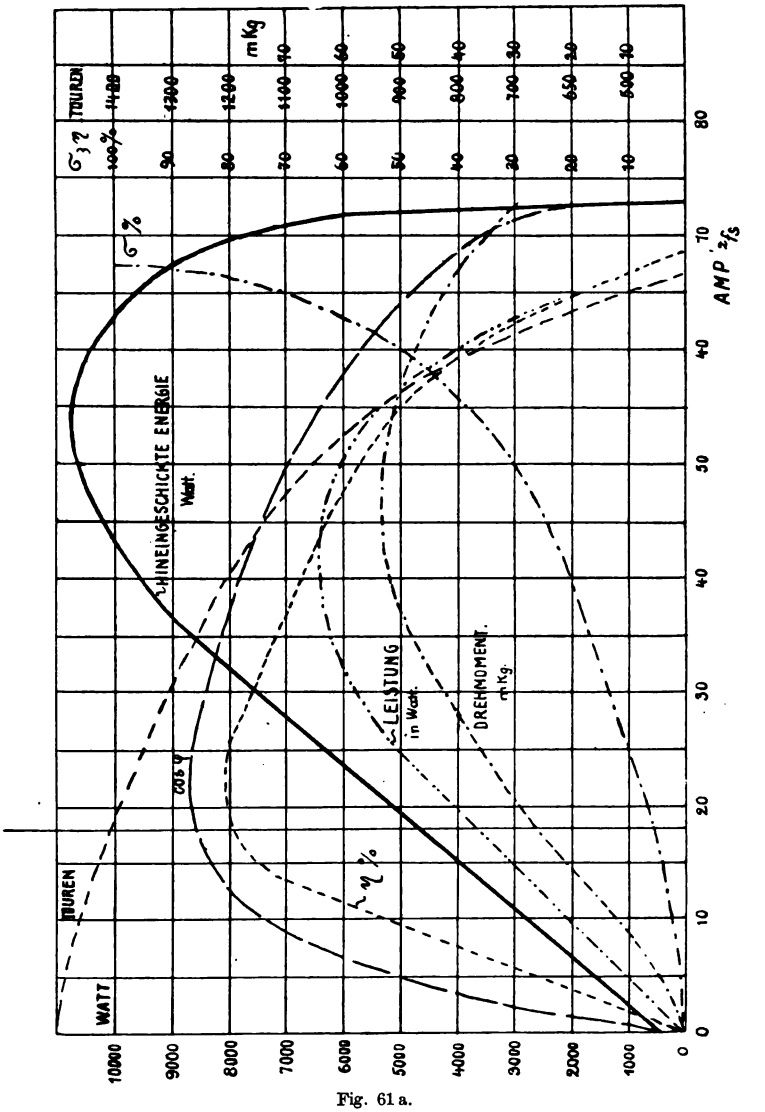


Fig. 61 a.

Anm.: Der Maßstab für das Drehmoment ist ca. 10 mal zu groß aufgetragen.

Digitized by Google

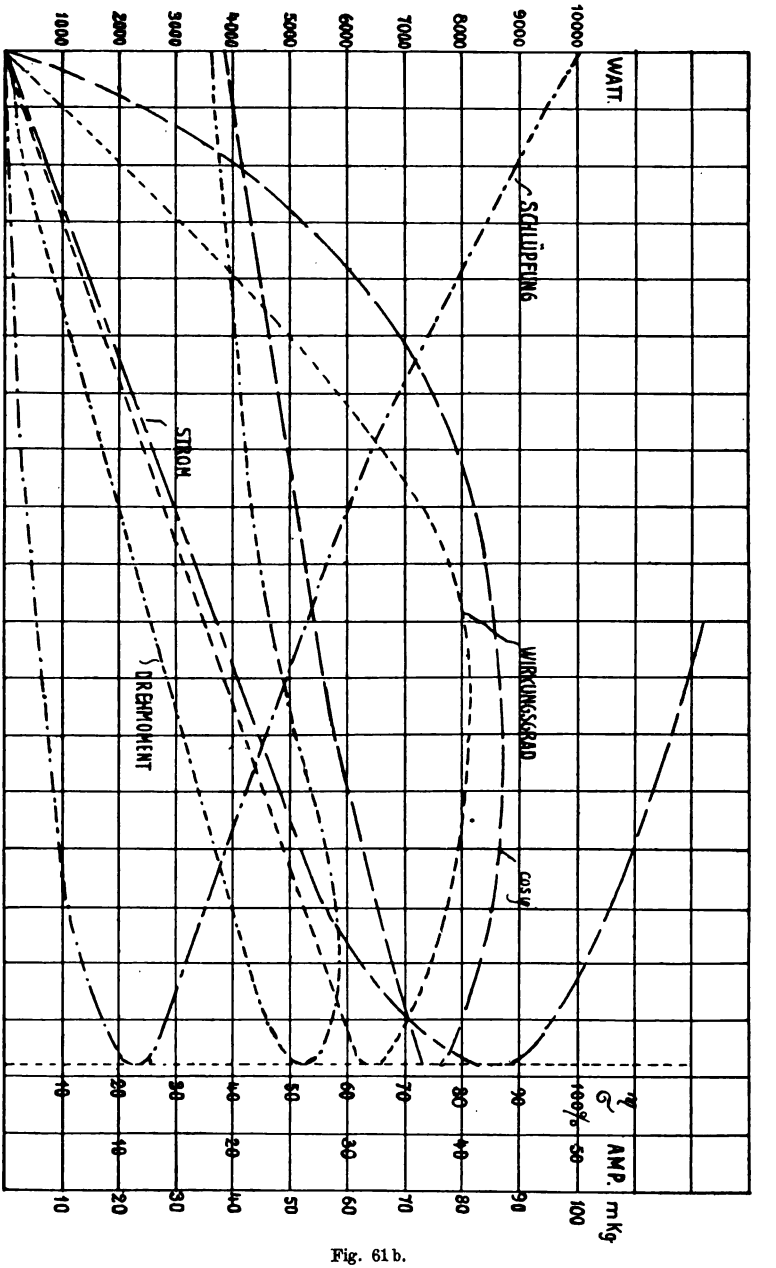


Fig. 61 b.

Anm.: Der Maßstab für das Drehmoment ist irrtümlicherweise ca. 10 mal zu groß aufgetragen.

Digitized by Google

Die Werte dieser Tabelle sind in Fig 61 a und 61 b einmal in Abhängigkeit vom Statorstrom, das andere Mal in Abhängigkeit von der Leistung in PS aufgetragen.

Dreizehntes Kapitel.

Die Selbstinduktion in Drehstrommotoren.

Die Vorausberechnung der Selbstinduktion der Wicklungen eines Drehstrommotors kann in analoger Weise, wie bei den Transformatoren im Kapitel sechs gezeigt wurde, erfolgen.

Wir hatten bereits im vorigen Kapitel gesehen, daß der Kurzschlußstrom, der bei festgehaltenem Rotor im Stator auftritt, von der gesamten Impedanz des Motors abhängig ist. Man hat nun aus praktischen Gründen meistens mit geringen Ohmschen Widerständen zu rechnen, so daß also angenähert der Kurzschlußstrom durch die Reaktanz des Motors allein bestimmt ist. Diese Reaktanz ist die Folge der Selbstinduktion der betreffenden Phase.

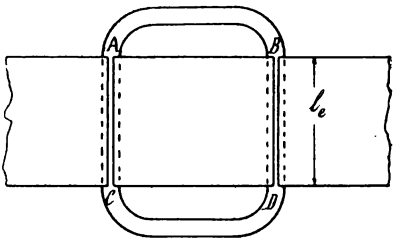


Fig. 62.

Wir können den Sitz der Selbstinduktion verfolgen, wenn wir die Wicklung näher betrachten. Betrachten wir eine Spule, so unterscheiden wir einen in Eisen eingebetteten Wicklungsteil AC und BD, und freie Spulenteile, die sogenannten Spulenköpfe AB und CD, die sich in der Luft befinden. (Fig. 62.)

Beide Teile erzeugen um sich herum Kraftliniensysteme, wenn sie vom Strom durchflossen werden.

Wir wollen zunächst den im Eisen eingebetteten Teil der Statorwicklung betrachten.

In Fig. 63 ist eine Statornut mit einer darunter befindlichen Rotornut abgebildet. Die eingeschriebenen Maße sind in cm zu messen. Das Bild der Selbstinduktionskraftlinien der primären Leiter (in der Fig. 63

Digitized by Google

durch $CU\,I$ angedeutet) wird nun etwa folgendes Aussehen haben: (Siehe auch Fig. 64)

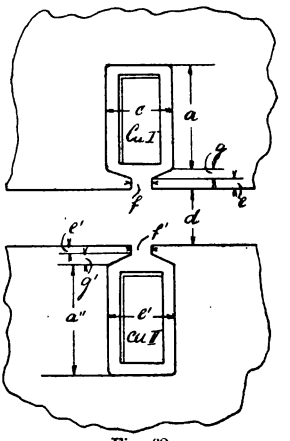


Fig. 63.

Ein Kraftlinienfluß I durchsetzt zunächst die Statornut. Er wächst proportional den Ampèrewindungen an. Nehmen wir an, die axiale Eisen-Länge des Motors sei 1 cm, und beziehen wir unsere Rechnungen in der Folge auf diese Länge, so erhalten wir:

Die magnetische Leitfähigkeit wird

$$\lambda_I = \frac{a}{2c} \cdot 1{,}26.$$

Sodann tritt eine Streuung II auf an der Zahnkrone und im Schlitz f. Der magnetische Widerstand wird

$$\lambda_{II} = \left(\frac{2g}{c+f} + \frac{e}{f}\right) 1{,}26$$

Wir erkennen ferner, daß ein Streufluß III den Nutenschlitz des Rotors überspringt. Es wird

$$\lambda_{III} = \left(\frac{2g'}{c'+f'} + \frac{e'}{f'}\right) \cdot 1{,}26.$$

Endlich bildet sich über den Statorzähnen ein Streusystem IV aus.

$$\lambda_{IV} = \frac{\text{Zahnkronenbreite}}{2d} \cdot 1{,}26 = \frac{b_z}{2d} \cdot 1{,}26$$

Die gesamte Leitfähigkeit des in einer Nute eingebetteten Wicklungsteils AC wird, wenn wir mit b_e die Eisenbreite des Stators bezeichnen

$$\lambda'_n = (\lambda_I + \lambda_{II} + \lambda_{III} + \lambda_{IV}) \cdot b_e$$

$$\lambda'_n = \left(\frac{a}{2 \cdot c} + \frac{2g}{c+f} + \frac{e}{f} + \frac{e'g}{c'+f'} + \frac{e'}{f'} + \frac{b_z}{2d}\right) \cdot b_e\, 1{,}26.$$

Würden wir nach dieser Formel die Selbstinduktion ausrechnen, so würden wir ein sehr ungenaues Resultat erhalten, weil:

Digitized by Google

1. die Kraftlinien I nicht sämtlich mit allen Leitern der primären Wicklung verkettet sind,
2. die Streuung III variabel ist, da sich bald ein Nutenschlitz des Rotors, bald ein Zahnkopf desselben unter der Mitte der Statornut befindet,
3. die Zahl der Nuten pro Phase eine große Rolle spielt.

Man führt daher nach dem Vorgange von Siewert Koeffizienten k_s und k_l ein, welche größer als 1 sind und von denen k_s die erhöhte Streuung im Stator, k_l dieselbe im Rotor berücksichtigt. Ferner berücksichtigt man die partielle Verkettung des Kraftlinienflusses I mit seinen Leitern durch Einführung des Wertes $^2/_3$. Die wirkliche, der Praxis entsprechende Leitfähigkeit einer Nut wird dann:

$$\lambda_n = \frac{2}{3} \cdot k_s \cdot \lambda_1 + k_s \cdot \lambda_2 + k_l \cdot \lambda_3 + k_s \cdot \lambda_4$$

$$\lambda_n = \left[\frac{2}{3} \cdot \frac{a}{2c} \cdot k_s + \left(\frac{2g}{c+f} + \frac{e}{f}\right) \cdot k_s + \left(\frac{2g'}{c'+f'} + \frac{e'}{f'}\right) k_l + \frac{b_z}{2d} \cdot k_s\right] 1{,}26$$

$$\lambda_n = \left[\frac{a}{3c} \cdot k_s + \frac{2g}{c+f} \cdot k_s + \frac{e}{f} \cdot k_s + \frac{b_z}{2d} \cdot k_s + \frac{2g'}{c'+f'} \cdot k_l + \frac{e'}{f'} \cdot k_l\right] 1{,}26.$$

Wir müssen ferner noch die Selbstinduktion der Stirnverbindungen in Rechnung setzen. Dieselbe kann kaum allgemein berechnet werden, da sie sehr von der Form der Stirnverbindungen, von der Lage der einzelnen Spulen zueinander und zu den benachbarten Eisenteilen sowie von der Anzahl der Nuten pro Phase abhängt. Im allgemeinen kann man mit einer Vergrößerung der magnetischen Leitfähigkeit infolge der Stirnverbindungen um 20 % rechnen. Wir erhalten also als Leitfähigkeit des Streupfades eines Stabbündels (von A bis D in Fig. 62) $\lambda_o = \lambda_n \cdot 1{,}2$.

Die magnetische Leitfähigkeit λ_o ermöglicht uns die Berechnung des für die Aufstellung des Kreisdiagrammes so wichtigen Kurzschlußstromes sowie die Berechnung der Streu-

Digitized by Google

koeffizienten, wie dies in Kapitel elf näher auseinandergesetzt wurde.

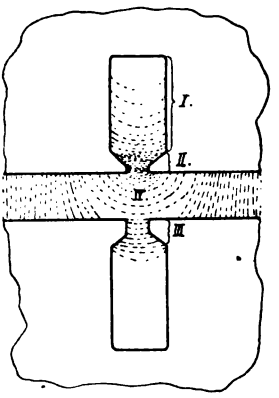


Fig. 64.

Der Kurzschlußstrom kann etwa folgendermaßen ermittelt werden:

Bezeichnen wir

i_{fk} den Kurzschlußstrom,

i_{fo} den Leerlaufstrom,

so können wir sagen, daß i_{fk} sich zu i_{fo} verhalten muß wie der Magnetische Widerstand bei Kurzschuß zum magnetischen Widerstand bei Leerlauf. Dies folgt aus den magnetischen Grundgesetzen, wenn das Kraftliniensystem in beiden Fällen dasselbe ist, also die Spannung am Stator ungeändert bleibt.

Wir können folglich schreiben:

Der magnetische Widerstand bei Kurzschluß wird

$$W_k = \frac{1}{\lambda_o},$$

derjenige bei Leerlauf $= W_o$ ist lediglich gleich dem magnetischen Widerstand des Luftweges d; diese Leitfähigkeit hatten wir auf Seite 98 als λ_{IV} bezeichnet.

$$\lambda_{IV} = 1{,}26 \cdot \frac{b_z}{2\,d}.$$

Wir erhalten also

$$\frac{i_{fk}}{i_{fo}} = \frac{\frac{1}{\lambda_o}}{\frac{1}{1{,}26 \cdot \frac{b_z}{2\,d}}} = \frac{1{,}26 \cdot \frac{b_z}{2\,d}}{\lambda_o}$$

$$\frac{i_{fk}}{i_{fo}} = \frac{\lambda_{IV}}{\lambda_o}.$$

Hierbei sind zwei Punkte unberücksichtigt geblieben:

1. die Verteilung der Kraftlinien über den Umfang des Stators ist keine gleichmäßige; sie hängt von der

Digitized by Google

Verteilung der Wicklung ab sowie auch von der Kurvenform des Stromes. Wir führen deshalb einen Koeffizienten k_o ein, der im wesentlichen von der Nutenzahl pro Pol und Phase abhängig ist;

2. ein weiterer Koeffizient ϑ wird eingeführt; dieser gibt an, daß das ganze Bild der Kraftlinienverteilung bei Kurzschluß ein durchaus verändertes ist gegenüber dem bei Leerlauf.

Der Koeffizient k_o ist etwa gleich der doppelten Nutenzahl pro Pol und Phase, Koeffizient ϑ variiert zwischen 1,4 und 1,2. Wir erhalten dann die Gleichung:

$$\frac{i_{fk}}{i_{fo}} = \frac{\lambda_{IV}}{\lambda_o} \cdot k_o \cdot \vartheta; \text{ oder den Kurzschlußstrom:}$$

$$i_{fk} = \frac{\lambda_{IV}}{\lambda_o} \cdot i_{fo} \cdot k_o \cdot \vartheta.$$

In der folgenden Tabelle sind nach einem Artikel von Siewert, *E.T.Z.* 1903, *S.* 933, die Werte von $k_o\, k_s\, \vartheta$ und k_l in Abhängigkeit von der Nutenzahl pro Pol uud Phase dargestellt. Für Vorausberechnungen kann man leicht die betreffenden Werte der Tabelle entnehmen.

Zahl der Nuten pro Pol und Phase primär	1	2	3	4	5	6
k_o	2	3,5	5,4	8	10	12
k_s	1,6	1,25	1,35	1,2	1,3	1,2
ϑ	1,4	1,1	1,3	1,2	1,3	1,2
Zahl der Nuten pro Pol und Phase sekundär	2 3 .	3 4 5	4 5 7	. 5 7	. 6 7	. 6 7
k_l	1,2 1,8 .	2 1,3 1,2	1,2 1,35 1,35	. 1,6 1	. 1,2 1,35	. 1,5 1,15

Ein anderes Verfahren zur Ermittlung des Kurzschlußstromes wird häufig in der Praxis angewendet. Es gründet sich auf die Ermittlung des Streufaktors S, — ist jedoch mit äußerster Vorsicht anzuwenden, da sich daraus zuweilen stark abweichende Resultate ergeben können,

Digitized by Google

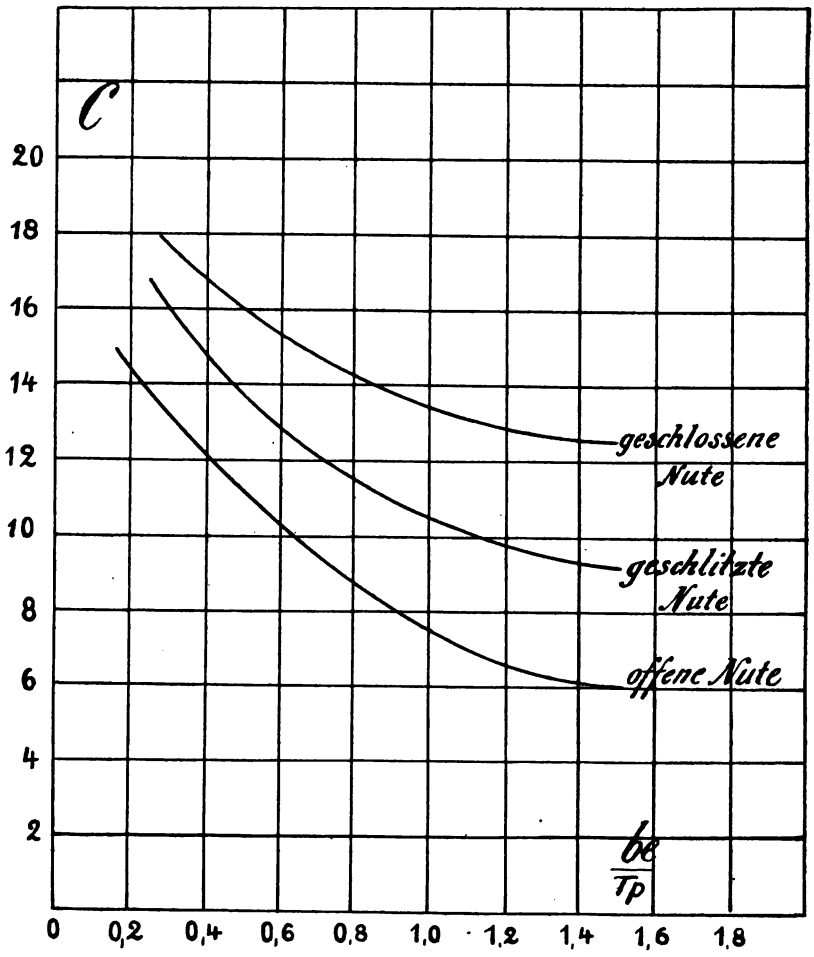


Fig. 65.

namentlich bei größeren Luftspalten. Der auf S. 77 definierte Streufaktor wurde dort gefunden

$$S = h_s \cdot h_l - 1.$$

Wir können S auch schreiben als

$$S = \frac{\text{magn. Widerstand bei Leerlauf}}{\text{magn. Widerstand bei Kurzschl.} - \text{magn. Widerstand bei Leerlauf}}$$

Digitized by Google

oder, da die Ströme proportional den magnetischen Widerständen sind:

$$S = \frac{\text{Leerlauf Magnetisierungsstrom}}{\text{Kurzschlußstrom} - \text{Leerlauf Magn. Strom}}$$

$$S = \frac{i_{fo}}{i_{fk} - i_{fo}}.$$

Man kann nun diesen Koeffizienten S nach dem Vorgange von Behrend proportional dem Luftraum d zwischen Stator und Rotor und umgekehrt proportional der Polteilung τ_p des Motors setzen, d. h. bei einem Motor wird die Streuung um so größer, je größer der Luftspalt d ist und je kleiner die Teilung τ_p ist. Wir setzen also:

$$S = C \cdot \frac{d}{\tau_p}.$$

Behrend gibt an, daß die Konstante C zwischen 10 und 15 liegt. Er überläßt es jedoch der Geschicklichkeit und Übung des Rechners, die richtige Größe einzusetzen.

Die Werte der Behrendschen Konstante C sind in Abhängigkeit von $\frac{l_e}{\tau_p}$ durch Hobart angegeben worden.

Sie sind aus folgender Tabelle für offene und ganz geschlossene Nuten zu entnehmen. Die Werte für die am häufigsten angewendeten geschlitzten Nuten liegen in der Mitte zwischen beiden Werten.

Tabelle des Behrendschen Koeffizienten C.

$\frac{l_e}{\tau_p}$	Werte von C	
	für offene Nuten	für geschlossene Nuten
1,5	6,0	12,5
1,4	6,2	12.6
1,3	6 4	12,7
1,2	6,7	12,9
1 1	7,1	13,1
1	7,5	13,4
0,9	8,2	13,8
0,8	8,8	14,3
0,7	9,5	14,8
0,6	10,3	15,4
0,5	11,3	16.1
0.4	12,2	16,8
0,3	13,5	17,7

Digitized by Google

Diese Werte sind in Abbildung 65 als Kurven aufgetragen. Die mittlere Kurve bezeichnet die für geschlitzte Nuten in Frage kommenden Werte des Koeffizienten C.

Wir können dann aus S rechnen

$$\text{Kurzschlußstrom} = i_{fk} = i_{fo}\left(\frac{1+S}{S}\right).$$

Vierzehntes Kapitel.

Die E.M.K. in Drehstrommotoren.

Die *E.M.K.* des Stators eines Drehstrommotors entsteht durch den Schnitt der Kraftlinien des Stators mit seinen Windungen. Bezeichnen wir die Windungszahl des Stators pro Polteilung und Phase mit m'_s, das gesamte primäre Feld mit Z_s (Maximalwert!).

Wir können dann wie beim Transformator schreiben

$$e_{fs} = 2 \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \nu \cdot m'_s \cdot Z_s \cdot 10^{-8},$$

wenn wir ein sinusförmiges Feld und eine sinusförmige Spannung voraussetzen. Führen wir p als Anzahl der Polpaare des Motors ein, so wird das Feld pro Polteilung τ_p

$$Z_{sp} = \frac{Z_s}{p}.$$

Führen wir dies in die obige Gleichung ein, so erhalten wir

$$e_{fs} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot \nu \cdot m'_s \cdot Z_{sp} \cdot p \cdot 10^{-8}.$$

Führen wir die gesamte Windungszahl einer Phase gleich m_s ein, so ist:

$$m_s = p \cdot m'_s, \text{ also}$$

$$e_{fs} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot \nu \cdot m_s \cdot Z_{sp} \cdot 10^{-8}.$$

Man kann auch die Drahtzahl pro ganze Phase einführen $= s_s$; auf eine Windung entfallen 2 Drähte, wir setzen also $s_s = 2 \cdot m_s$.

Digitized by Google

Folglich können wir schreiben

$$e_{fs} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \nu \cdot s_s \cdot Z_{sp} \cdot 10^{-8}.$$

Haben wir einen Wechselstrom mit einer von der Sinusform abweichenden Kurvenform, so wird allgemein, wie beim Transfomator:

$$e_{fs} = 2 \cdot f_1 \cdot \nu \cdot s_s \cdot Z_{sp} \cdot 10^{-8}.$$

f_1 nennt man Formfaktor; es bezeichnet das Verhältnis des Effektivwertes zum Mittelwerte. Seine Größe liegt in der Nähe von $1{,}11 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$.

Wir haben bei Aufstellung der Gleichung für die *E.M.K.* eine sinusförmige Feldverteilung vorausgesetzt, ferner stillschweigend angenommen, daß alle Windungen alle Kraftlinien gleichzeitig umschließen. Dies ist jedoch keineswegs der Fall, wenn man mehr als eine Nut pro Pol und Phase anwendet. Wir führen daher einen Faktor f_2 ein; dessen Größe von der Anzahl der Nuten pro Pol und Phase abhängt. Er gibt an, daß die *E.M.K.* der einzelnen Nuten sich nicht algebraisch, sondern geometrisch addieren.

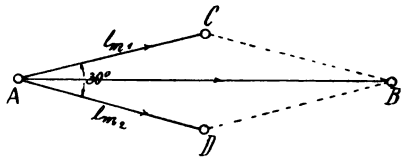


Fig. 66.

In Fig. 66 ist die Zusammensetzung der *E.M.K.* von 2 zusammengehörigen Nuten dargestellt. *A C* bezeichnet die *E.M.K.* der Nut 1, *A D* diejenige der Nut 2. Beide werden in diesem Falle unter 30° zusammengesetzt, da der Winkel zwischen den Nuten 1 und 2, bezogen auf die ganze Periode, 30° beträgt. Die Anordnung dieser Wickelung ist in Fig. 67 dargestellt.

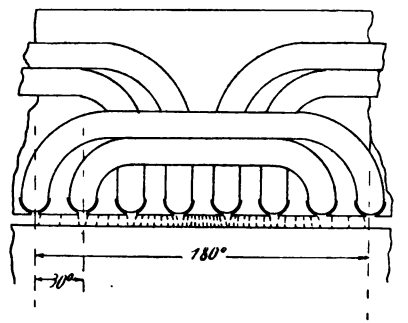


Fig. 67.

Im nachfolgenden ist eine Tabelle von f_2 in

Digitized by Google

Abhängigkeit von der Nutenzahl pro Pol und Phase angegeben.

Nuten pro Pol und Phase	f_2
1	1,0
2	0,97
3	0,96
4	0,957
Verteilte Wicklg.	0,955

Wir können also die *E.M.K.* des Stators pro Phase schreiben

$$e_{fs} = 2 \cdot f_1 \cdot f_2 \cdot \nu \cdot s_s \cdot Z_{sp} \cdot 10^{-8}.$$

Bei gegebener Spannung e_{fs} ist die Drahtzahl pro Phase

$$s_s = \frac{e_{fs} \cdot 10^8}{2 \cdot f_1 \cdot f_2 \cdot \nu \cdot Z_{sp}}.$$

Wir hatten schon gesehen, daß wir von der *E.M.K.* des Stators ohne weiteres auf die des Rotors schließen können, wenn wir die Schlüpfung σ einführen.

Bezeichnen wir die Drahtzahl des Rotors pro Phase mit s_l, die *E.M.K.* mit e_{fl}, die Phasenzahl im Stator mit a_s, im Rotor a_l so ist

$$\frac{e_{fs}}{e_{fl}} = \frac{s_s}{s_l} \cdot \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{a_s}{a_l}.$$

Für Stillstand des Motors wird $\sigma = 1$, also e_{fl} ein Maximum. Man pflegt für Kurzschlußanker die *E.M.K.* für Stillstand zu 2 bis 10 Volt zu nehmen, für Rotoren mit Schleifringen meist nicht über 150 Volt für kleinere Motoren. Um gefährliche Spannungen beim Anlassen auszuschließen und um mit billiger Isolation auszukommen bei nicht zu großer Dimensionierung der Schleifringe und Bürsten, geht man meistens auf eine Spannung von ca. 80 Volt. (Siehe folgendes Kapitel!)

Die Berechnung des Kraftlinienflusses erfolgt unter der Annahme einer mittleren Luftsättigung pro Polteilung τ_p von ca. 2000 bis 5000 Kraftlinien pro qcm Polfläche. Als Mittelwert bei 50 Perioden kann man eine Sättigung von 3000 annehmen.

Digitized by Google

Die Induktionen im Statoreisen betragen bei 50 Perioden etwa 3000 bis 7000 per cm², im Rotor kann man bedeutend höher gehen, da die Ummagnetisierungszahl sehr gering ist.

Analog wie beim Transformator und bei der Gleichstrommaschine findet man dann die Ampèrewindungszahl, welche nötig ist, um den Kraftfluß Z_{sp} durch die verschiedenen Medien zu treiben. (Siehe Fig. 68, dargestellt für einen Motor mit $p = 2$ Polpaaren.) Wie man aus der Figur erkennt, ist der Luftspalt zweimal zu durchsetzen, ebenso die Statorzähne und Rotorzähne. Man rechnet die Ampèrewindungen pro Polpaar aus, d. h. von A bis B unter Zugrundelegung zweier mittlerer Kraftpfade. Man erhält so einen Wert $\Sigma A W$ (Summe Ampèrewindungen) pro Polpaar.

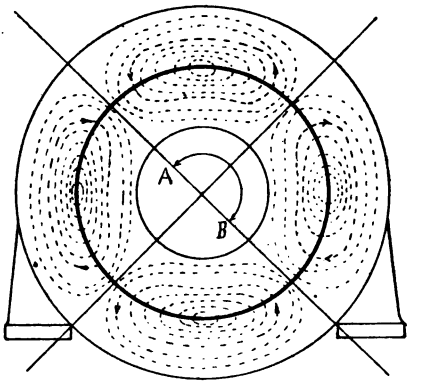


Fig. 68.

Bezeichnen wir mit

q_1; B_1; l_1; mi_1 Querschnitt, Induktion, Länge, Amp.-Windg. im Statorjoch,

q_2; B_2; l_2; mi_2 „ „ in d. Zähnen des Stators,

q_3; B_3; l_3; mi_3 „ „ im Rotorjoch,

q_4; B_4; l_4; mi_4 „ „ Länge, Amp.-Windg. in d. Rotorzähnen,

q_5; B_5; l_5; mi_5 „ „ in der Luft,

so wird für den Stator

$$l_1 = \frac{D_{ms} \cdot \pi}{2\,p} + h_s\,,$$

wenn D_{ms} den mittleren Durchmesser des Statorkranzes, h_s die Statordicke über den Nuten in radialer Richtung bezeichnet, ferner

$$B_1 = \frac{Z_{sp}}{2 \cdot q_1} \text{ wobei } q_1 = h_s \cdot l_e;$$

Digitized by Google

ferner für die Statorzähne

$$B_2 = \frac{Z_{sp} \cdot p}{\text{mittlere Zahnbreite} \cdot \text{Anzahl der Statorzähne} \cdot l_e}$$

l_2 = der Zahnhöhe des Stators,

für die Rotorzähne

$$B_4 = \frac{Z_{sp} \cdot p}{\text{mittlere Zahnbreite} \cdot \text{Anzahl der Statorzähne} \cdot l_e}$$

l_4 = der Zahnhöhe des Rotors,

für das Rotoreisen

$$B_3 = \frac{Z_{sp}}{2 \cdot q_3}; \text{ wobei } q_3 = h_l \cdot l_e \text{ ist,}$$

h_l = radiale Eisendicke des Läufers,

für den Luftspalt

$$B_5 = \frac{Z_{sp}}{\text{Luftquerschnitt}},$$

$l_5 = d$ = Luftspalt zwischen Stator und Rotor in cm gemessen.

Der Luftquerschnitt q_5 wird angenähert

$$q_5 = l_e \cdot \left(\frac{\pi \cdot D_s}{\text{Anzahl der Statornuten}} - f + d\right) \cdot \frac{\text{Anzahl der Statornuten}}{p}.$$

Fig. 69 stellt eine Magnetisierungskurve für Stator und Rotorblech dar. Man kann für die verschiedenen Teile des Kraftpfades die den Induktionen entsprechenden Ampèrewindungen per cm Weg aus Fig. 69 abgreifen und erhält so die Ampèrewindungen für den Eisenweg. Für den Luftspalt wird

$$B_5 = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{m_5}{l_5}$$

$$m_5 = \frac{B_5 \cdot l_5}{1{,}26}.$$

Die Summation der verschiedenen Ampèrewindungen ergibt ΣAW.

Digitized by Google

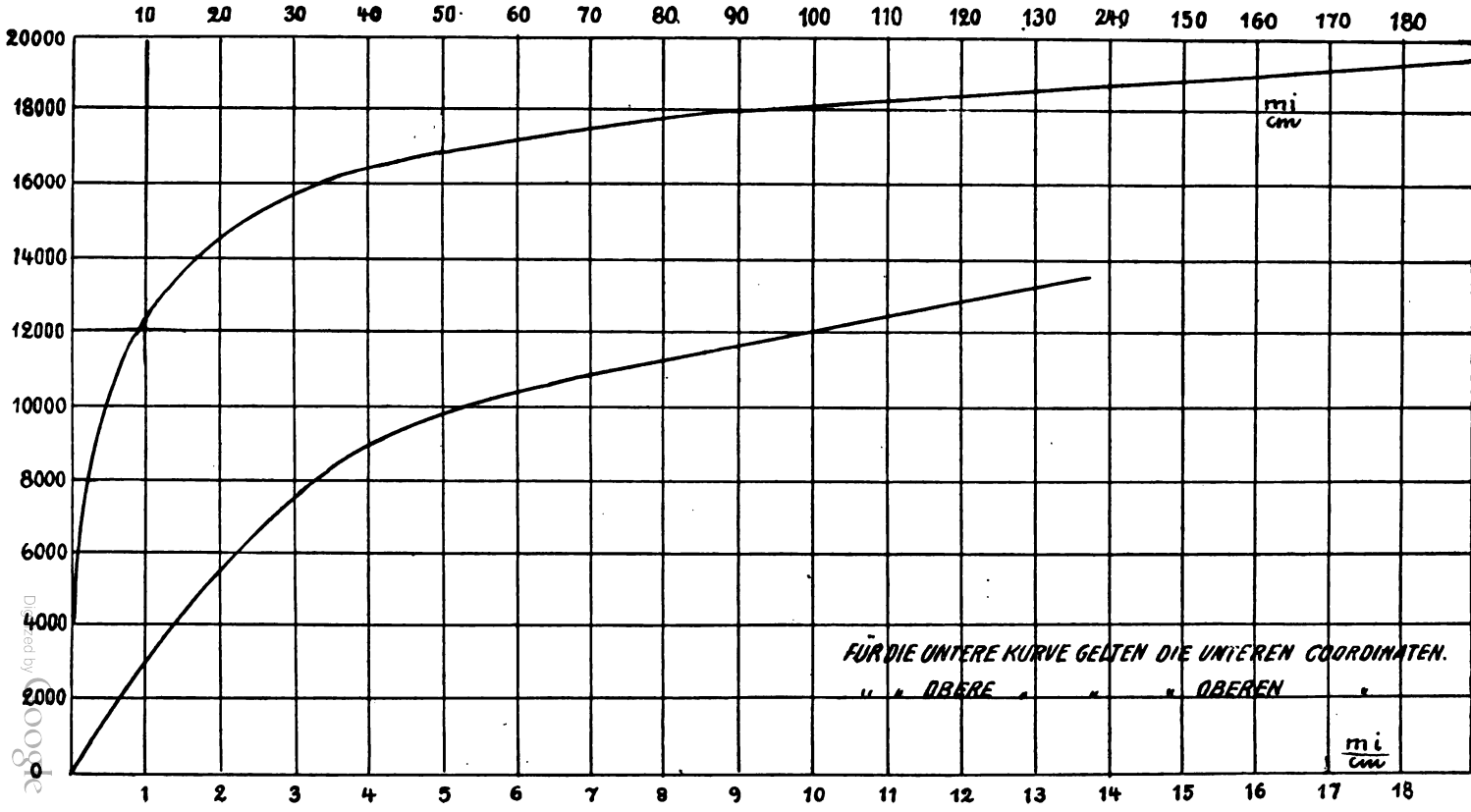


Fig. 69.

Digitized by Google

Wenn wir berücksichtigen, daß wir pro Pol und Phase s_s Drähte im Stator haben, so können wir jetzt aus den Ampèrewindungen den Magnetisierungsstrom i_{fo} ausrechnen. Die Windungszahl pro Phase ist gleich

$$m_s = \frac{s_s}{2};$$

wir können daher schreiben

$$\Sigma AW = \sqrt{2} \cdot m_s \cdot i_{fo} = \frac{s_s}{2} \cdot i_{fo} \cdot \sqrt{2}.$$

Wir müssen $\sqrt{2}$ einführen, da wir einerseits mit der Amplitude des Kraftliniensystems, anderseits mit dem effektiven Strom rechnen. Ferner müssen wir noch das Zusammenwirken der 3 Phasen durch einen Koeffizient α berücksichtigen; dieser Koeffizient wird für Drehstrom

$$\alpha = 1{,}5,$$

für Zweiphasenstrom

$$\alpha = 1.$$

Ferner wird die Verteilung der Wicklung auf mehrere Nuten durch einen Koeffizient β berücksichtigt.

Dieser Koeffizient variiert mit der Anzahl der Nuten pro Pol und Phase.

Drehstrommotoren		Zweiphasenmotoren	
Anzahl Nuten pro Pol und Phase	β	Anzahl Nuten pro Pol und Pase	β
4	1,30	5	1,20
3	1,27	4	1,26
2	1,19	3	1,28
		2	1,30

Wir können dann setzen

$$\Sigma AW = \frac{s}{2} \cdot i_{fo} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\alpha}{\beta}$$

oder den Magnetisierungsstrom

$$i_{fo} = \frac{\Sigma AW \cdot \beta}{\frac{s}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot \alpha}.$$

Digitized by Google

Bezüglich der Größe des Magnetisierungsstromes sei bemerkt, daß i_{fo} nicht größer als 30 bis 35 % des Vollaststromes i_{fs} bei 50 Perioden, nicht größer als 20 bis 25 % bei 25 Perioden werden soll, wenn man gute Maschinen bauen will. Wir können den Magnetisierungsstrom natürlich beliebig ändern bei Berechnung einer neuen Type, und zwar ergibt die Anwendung weniger Windungen im Stator einen großen, diejenige vieler Windungen einen kleinen Magnetisierungsstrom. Es ist zweckmäßig, die Rechnung so einzurichten, daß der oben angegebene Prozentsatz des Magnetisierungsstromes nicht überschritten wird.

Für die Bestimmung der Größe der Ampèrewindung ΣAW ist der magnetische Widerstand des Luftspaltes maßgebend. Um also geringe Magnetisierungsströme zu erhalten, muß man den Luftspalt klein und die Polfläche groß machen. Hierdurch wird gleichzeitig ein geringer Wert des Streufaktors S erreicht, der proportional d und umgekehrt proportional τ_p ist.

Wir hatten auf Seite 81 gesehen, daß

$$\cos \varphi_{o\,max} = \frac{1}{2S+1} \text{ ist.}$$

Wenn wir folglich S klein halten wird $\cos \varphi_{o\,max}$ größer, d. h. bedeutend günstiger ausfallen als für einen Fall, in dem S groß ist. Man legt in der Praxis Wert darauf, mit möglichst großem $\cos \varphi_{o\,max}$ zu arbeiten, da dann die Strombelastung der Leitungen durch wattlosen Strom gering wird und die Generatoren kleinere Spannungsabfälle zeigen als mit großer induktiver Belastung.

Fünfzehntes Kapitel.

Praktische Daten.

Die Dimensionierung erfolgt nach der zulässigen Erwärmung, dem verlangten $\cos \varphi_{o\,max}$ und der Tourenzahl.

Für die Erwärmung sind die Verluste und für diese der Wirkungsgrad des Motors maßgebend.

Für $\cos \varphi_{o\,max}$ ist die Länge l_e des Eisens, die Art und Einbettung der Wicklung sowie die Größe der Polteilung τ_p maßgebend.

Digitized by Google

Die Tourenzahl hängt von der Periodenzahl und Polpaarzahl ab.

Im nachstehenden geben wir einige Daten aus praktischen Ausführungen wieder.

Sämtliche Größen beziehen sich auf Drehstrommotoren für 50 Perioden.

I. Normale Spannungen.

110 190 220 440 1000 2000 Volt

II. Polpaare und Touren bei Leerlauf (normal).

Leistung *PS*	Polpaarzahl *p*	Touren pro Minute
kleiner als 1/8	1	3000
1/8 bis 7,5	2	1500
7,5 „ 20	3	1000
20 „ 50	4	750
50 „ 100	5	600
80 „ 175	6	500
150 „ 250	8	375

III. Wirkungsgrad, cos φ, Schlüpfung.

Leistung *PS*	Wirkgsgrad *η*	cos *φ*	Touren bei Leerlf.	Touren bei Vollast
1	0,75	0,87	1500	1330
2	0,75	0,89	1500	1350
3	0,8	0,90	1500	1390
5	0,82	0,90	1500	1420
10	0,86	0,90	1000	950
20	0,88	0,90	1000	960
50	0,89	0,91	600	575
100	0,91	0,91	500	485
250	0,923	0,915	375	368

Digitized by Google

IV. Anzahl der Statornuten.

Durchm. der Bohrung in mm:	100	200	250	400	500	600
Maximale Nutenzahl:	24	36	48	108	126	150

Durchm. der Bohrung in mm:	900	1300	2000
Maximale Nutenzahl:	200	300	360

V. Anzahl der Rotornuten.

Die Anzahl der Rotornuten wird gewöhnlich um ca. 10 % größer genommen als die der Statornuten, wenn der Rotor eine Phasenwicklung enthält. Bei Anwendung von schleichenden Wicklungen kann man die Nutenzahl des Rotors um 10 % kleiner als die des Stators annehmen. Man gibt als Regel an, daß die Zahl der Stator- und Rotornuten relative Primzahlen sein sollen, da dann ein Anlaufen erleichtert wird.

VI. Luftspalt d.

Der zulässige Luftspalt d hängt vom Durchmesser der Statorbohrung ab. Er ist so klein als möglich zu machen.

Durchmesser der Statorbohrung in mm	Luftspalt d
200	0,5
300	0,6
400	0,8
500	1
800	1,2
1000	1,8

VII. Stromdichte in den Drähten.

Die Stromdichte im Statordraht schwankt zwischen

2,5 bis 4 Amp. pro qmm,

im Rotor 3,5 bis 7 Amp. pro qmm

für offene Motoren.

Digitized by Google

VIII. Die Schleifringspannungen von Rotoren beim Anlauf.

Dieselbe schwankt je nach der Größe der Motoren (auf Seite 106).

Annehmbare Werte sind bei Verwendung von Schleifringen

Leistung in *PS*	Phasenspannung $e_{\mathfrak{A}}$ bei Stillstand Volt
1	30
5	50
10	80
20	100
50	150
100	200
200	250
500	500
1000	1000

IX. Verluste in Drehstrommotoren.

1. Die Eisenverluste können ähnlich wie bei den Transformatoren berechnet werden.

Wir können also die Hysteresisverluste im Statorkern schreiben (s. Seite 10):

$$V_{\mathfrak{H}s} = R_s \cdot \xi \cdot B_{s\,max}^{1,6} \cdot \nu \cdot 10^{-7},$$

ξ = 0,0008 bis 0,0025,

R_s = Eisenvolumen des Statorkernes in Litern.

Hysteresisverlust in den Statorzähnen:

$$V_{\mathfrak{H}z} = R_z \cdot \xi \cdot B_{z\,max}^{1,6} \cdot \nu \cdot 10^{-7}.$$

R_z = Volumen der Zähne in Litern,

$B_{z\,max}$ = Maximale Zahninduktion.

Die nachstehende Tabelle gibt $\xi \cdot B_{max}^{1,6} \cdot 10^{-7}$ in Abhängigkeit von B_{max} an. Durch Multiplikation dieser Werte mit R und ν erhält man direkt den Wattverlust. Die Tabelle gilt für mittelgutes Eisen.

Digitized by Google

Induktion B_{max}	Wattverlust per Periode und pro Liter Eisen ($\xi \cdot B^{1,6} \cdot 10^{-7}$)
1000	0,012 Watt
2000	0,022 „
3000	0,033 „
4000	0,048 „
5000	0,070 „
6000	0,085 „
7000	0,112 „
8000	0,130 „
9000	0,165 „
10000	0,185 „
11000	0,222 „
12000	0,255 „
13000	0,281 „
14000	0,320 „
15000	0,360 „
16000	0,400 „
17000	0,430 „
18000	0,475 „
19000	0,520 „
20000	0,570 „

Dazu kommen die Verluste im Rotor. Da die Periodenzahl der Ummagnetisierung im Rotor sehr klein ist, nämlich gleich der Periodenzahl der Schlüpfung, so sind die Eisenverluste des Rotors zu vernachlässigen.

Die Wirbelstromverluste im Stator können wir nach Seite 13 und Seite 14 berechnen

$$V_{3s} = R_s \cdot \varepsilon_o \cdot \delta^2 \cdot \nu^2 \cdot B_{max}^2 \cdot f_1^2 \cdot 10^{-11}$$

wobei ε_o durchschnittlich zu 18 eingesetzt wird.

Dazu kommen die Zahnverluste durch Wirbelströme

$$V_{3z} = R_z \cdot \varepsilon_o \cdot \delta^2 \cdot \nu^2 \cdot B_{max}^2 \cdot f_1^2 \cdot 10^{-11}.$$

Digitized by Google

Manche Berechner nehmen die Wirbelstromverluste

$$V_{3s} + V_{3z} = 1{,}1 \text{ bis } 1{,}3 \cdot (V_{2s} + V_{2z}) \text{ an.}$$

Dann werden die gesamten Eisenverluste

$$2{,}1 \text{ bis } 2{,}3 \ (V_{2s} + V_{2z}).$$

2. Die Kupferverluste ergeben sich aus dem Kupferverlust im Stator und dem im Rotor und in den Schleifringen.

Bezeichnet w_{sg} den Statorwiderstand pro Phase mit Gleichstrom gemessen,

w_s denselben mit Wechselstrom gemessen,

so wird $w_s = 1{,}1$ bis $1{,}35 \cdot w_{sg}$ infolge des Auftretens von Wirbelströmen im Kupfer (s. Seite 48).

Die Kupferverluste im Stator sind dann pro Phase:

$$i_{fs}^2 \cdot w_s = i_{fs}^2 \cdot w_{sg} \ (1{,}1 \text{ bis } 1{,}35) \text{ Watt.}$$

Der mit Gleichstrom gemessene Rotorwiderstand pro Phase sei w_l; die Stromwärmeverluste im Rotor sind dann

$$i_{fl}^2 \cdot w_l.$$

Die Kupferverluste pro Phase insgesamt sind also

$$V_1 = i_{fs}^2 \cdot w_{sg} \ (1{,}1 \text{ bis } 1{,}35) + i_{fl}^2 \cdot w_l.$$

Für 3 Phasen haben wir also

$$V_1 = 3 \ (i_{fs}^2 \cdot w_{sg} \ (1{,}1 \text{ bis } 1{,}35) + i_{fl}^2 \cdot w_l).$$

Die Berechnung des Läuferstromes i_{fl} für Vollast kann erfolgen, wenn man berücksichtigt, daß die primären und sekundären Ampèrewindungen für größere Belastungen nahezu identisch sein müssen, wir erhalten so

$$a_s \cdot m_s \cdot i_{fs} = a_l \cdot m_l \cdot i_{fl}$$

$$i_{fl} = \frac{a_s \cdot m_s}{a_l \cdot m_l} \cdot i_{fs} = \frac{a_s \cdot s_s}{a_l \cdot s_l} \cdot i_{fs}.$$

Eine besondere Ausführungsform eines Rotors stellt die sogenannte Käfigwicklung dar. Die Stabzahl pro Nut wird dabei gleich 1 genommen und die Stäbe unisoliert oder wenig isoliert in die Nuten eingebettet. Die Enden der Stäbe sind in 2 Ringen vernietet. Der Stromlauf in solchen Wicklungen ist oft sehr komplizierter Natur, so daß eine

Digitized by Google

genaue Berechnung der Stromverteilung unmöglich ist. Wir können jedoch nach dem Vorgange von Osnos und Punga einen ideellen Läuferstrom i_{fl} und einen ideellen Läuferwiderstand w_l einführen.

Bezeichnen wir den Widerstand der beiden Ringe im ausgestreckten Zustande, beide Ringe hintereinander geschaltet, mit w_r, den Widerstand aller Stäbe in Parallelschaltung mit w_k, so können wir einen ideellen Läuferwiderstand einführen

$$w_l = w_r + w_k \cdot (2\pi \cdot p)^2$$

(Siehe *E.T.Z.* 1904, Seite 183). w_r und w_k ergeben sich aus den Abmessungen der Ringe und der Stäbe.

Den Strom i_{fl} haben wir zu $\frac{s_s \cdot a_s}{s_l} \cdot i_{fs}$ bestimmt, wobei s_l die Zahl der Läuferstäbe bezeichnet. Die Läuferverluste durch Stromwärme werden mithin

$$i_{fl}^2 w_l = (w_r + w_k \cdot [2\pi p]^2) \cdot \frac{s_s^2 \cdot a_s^2}{s_l^2} \cdot i_{fs}^2$$

bei einem Käfiganker.

3. Die Reibungsverluste von Drehstrommotoren sind meistens geringer als die der Gleichstrommotoren, da die Kollektorreibung wegfällt, wofür allerdings die Schleifringreibung eintritt.

Die Schleifringreibung ergibt sich folgendermaßen. Wir bezeichnen

v_s = Umfangsgeschwindigkeit der Schleifringe in *m/sec.*,

d_b = Auflagerdruck der Bürsten in $\frac{kg}{cm^2}$,

f_b = Auflagerfläche aller Bürsten in cm^2,

c_b = Bürstenreibungskoeffizient,

V_b = Bürstenreibung in Watt,

so ist

$$V_b = 9{,}81 \cdot f_b \cdot d_b \cdot v_s \cdot c_b.$$

Es ist

d_b = 0,1 bis 0,2 kg pro cm² } nach
c_b = 0,1 bis 0,5 kg pro cm² } Niethammer.

Digitized by Google

Nach Arnold wird für Kupferbürsten

$$d_b = 0{,}08 \text{ bis } 0{,}12;\ c_b = 0{,}23 \text{ bis } 0{,}28,$$

für Kohlebürsten

$$d_b = 0.12 \text{ bis } 2;\ c_f = 0{,}2 \text{ bis } 0{,}35.$$

Die Lager- und Luftreibungsverluste V_r kann man nach Dettmar berechnen (siehe Bd. III, Seite 21). Die prozentuellen Lager- und Luftreibungsverluste betragen nach Corsepius für Gleitlager

$$0{,}1 \sqrt{n} \quad (n = \text{Touren per Minute}).$$

Für Kugellager guter Konstruktion betragen die Verluste durch Lagerreibung meistens weniger als $^1/_2$% der Motorleistung.

Der Wirkungsgrad ergibt sich

$$\eta = \frac{PS \cdot 736}{PS \cdot 736 + V_1 + V_2 + V_3 + V_r}.$$

Die Dimensionierung des Motors erfolgt am einfachsten nach Beispielen aus der Praxis oder nach Erfahrungsformeln. Solche wurden u. a. von Fischer-Schimen und Arnold angegeben. Eine sehr einfache Methode wurde von Sengel, *E. T. Z.* 1903, Seite 902, veröffentlicht. Sengel berechnet die Kraftlinienzahl Z_{sp} eines Polpaares. Es setzt

$$Z_{sp} = 3 - 4 \cdot 10^5 \sqrt[5]{\frac{\text{Leistung in } PS \cdot n}{\nu^2}}.$$

Unter Annahme der maximalen Luftsättigung kann man dann Durchmesser und Eisenlänge ausrechnen.

Sechzehntes Kapitel.

Beispiel.

Drehstrommotor · 5 PS · 1500 Touren · $\nu = 50$. 110 Volt.

Stator ⌀ 200 mm. Eisenlänge des Stators 160 mm angenommen,

Anzahl Polpaare 2 = Polteilung: $\frac{200}{4} = 157$ mm,

Polfläche $= 15{,}7 \cdot 10 = 157$ qcm,

Durchschnittliche Luftinduktion 3200,

Kraftliniensystem $3200 \cdot 157 = 0{,}5 \cdot 10^6$.

Digitized by Google

Das Kraftliniensystem kann man auch folgendermaßen berechnen (Siehe vorige Seite.)

$$Z_{sp} = 4 \cdot 10^5 \sqrt[5]{\frac{5 \cdot 1500}{50^2}} = 4{,}10^5 \cdot \sqrt[5]{3}$$
$$= 4{,}10^5 \cdot 1{,}25 = 0{,}5 \cdot 10^6,$$

Anzahl der Statornuten $N_s = 36$,

Nutenzahl pro Phase $\frac{36}{3} = 12$,

Anzahl der Drähte pro Phase bei Dreieckschaltung

$$s_p = 110 \cdot \frac{10^8}{2{,}22 \cdot 50 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6} = 198 \ (e_p = 110 \text{ Volt}),$$

Drahtzahl pro Nut

$$s_{ns} = \frac{198}{16} = 16{,}5. \text{ Es werden angewendet 16 Drähte.}$$

Das Kraftliniensystem wird dann bei $12 \cdot 16 = 192$ Drähten

$$= \frac{110 \cdot 10^8}{2{,}22 \cdot 50 \cdot 192} = 0{,}55 \cdot 10^6.$$

Der Wirkungsgrad werde vorläufig zu $\eta = 0{,}83$ angenommen, der Leistungsfaktor betrage $0{,}88 = \cos \varphi$,
dann ist Leitungstrom = Phasenstrom $\cdot \sqrt{3}$ bei $\triangle$ Schaltung, der Phasenstrom wird also für Vollast

$$i_{fs} = \frac{736 \cdot PS}{\eta = \cos \varphi \cdot 3 \cdot k_{fs}} = \frac{736 \cdot 5}{0{,}83 \cdot 0{,}88 \cdot 3 \cdot 110} = 16{,}8 \text{ Amp.}$$

Die Stromdichte im Drahte sei zu 2,9 $\frac{\text{Amp.}}{\text{qmm}}$ angenommen,

Drahtquerschnitt $= \frac{16{,}9}{2{,}9} = 5{,}8$ qmm,

Anzuwendender Drahtdurchmesser, $d_s = 2{,}7$ mm, Drahtquerschnitt dann $q_s = 5{,}7$ qmm,

Anzuwendender Drahtdurchmesser, besponnen 3,0 mm (2fach feine Baumwolle).

Die 16 Drähte werden zu einem Bündel zusammengelegt, das folgende Abmessungen hat (Fig. 70).

Die Seitenisolation der Nut geschehe mit imprägniertem

Digitized by Google

Preßspahn von 1 mm Stärke an jeder Seite. Die Nut erhält dann eine in Fig. 71 angegebene Abmessung.

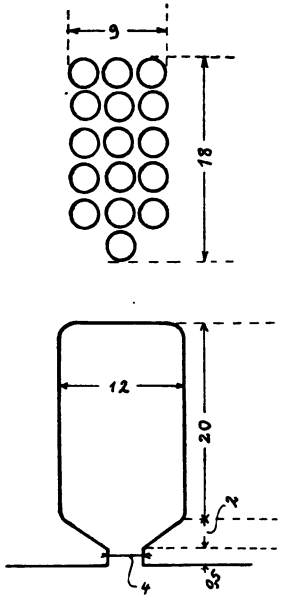


Fig. 70 u. 71.

Das fertige Bündel wird vor die Nut gebracht, welche vorher mit Isolation ausgekleidet ist, und die Drähte dann durch den 4 mm breiten Nutenschlitz der Reihe nach eingelegt. Die Nut wird durch einen Holz- oder Fiberkeil verschlossen.

Die Nutenteilung am inneren Statorumfang gemessen ist

$$\tau_o = \frac{200 \cdot \pi}{36} = 17{,}4 \text{ mm}.$$

Der Durchmesser an der Zahnwurzel ist $200 + 2 \cdot 2{,}5 = 205$.

Teilung an der Zahnwurzel ist

$$\frac{205}{36} \cdot \pi = 17{,}9 \text{ mm}.$$

Die Stegbreite des Zahnes an dieser Stelle wird

$$17{,}9 - 12{,}5 = 5{,}9 \text{ mm}.$$

Der Gesamtquerschnitt des Eisens der Zähne eines Poles an dieser Stelle ist $5{,}9 \cdot 10 \cdot 9 = 53$ qcm.

Die maximale Zahninduktion B_z im Stator ist mithin

$$\frac{0{,}515 \cdot 10^6}{53} = 9750.$$

Kraftfluß im Statorjoch $0{,}258 \cdot 10^6$, Induktion etwa 6500,

$$\text{Querschnitt} = \frac{0{,}258 \cdot 10^6}{6500} = 40 \text{ qcm},$$

daraus äußerer Durchmesser des Stators 325 mm.

Rotor. Eine angenäherte Dimensionierung kann man erhalten, wenn man primäre und sekundäre Ampèrewindungszahlen gleich macht.

Zunächst ist die Nutenzahl zu wählen. Wir nehmen 4 Nuten pro Pol und Phase, d. h. $N_l = 3 \cdot 4 \cdot 4 = 48$ Nuten. Die Stromdichte im Rotor sei 25 % größer als im Stator angenommen, da der Rotor eine bessere Kühlung aufweist.

Digitized by Google

Wir wenden ferner im Läufer Sternschaltung an. Es ist dann

$$N_s \cdot n_s \cdot i_{fs} = N_l \cdot n_l \cdot i_{fl}.$$

Wir können schreiben $i_{fl} = \text{Stromdichte}_l \cdot \text{Querschnitt}_l$.

$\text{Stromdichte} = 1{,}25 \cdot 2 \cdot 9 = 3{,}3 \frac{\text{Amp.}}{\text{qmm}}$, also

$$\frac{N_s \cdot s_{ns} \cdot i_{fs}}{N_l \cdot s_{nl} \cdot \text{Stromdichte}_l} = q_l = \frac{36 \cdot 16 \cdot 16{,}8}{48 \cdot s_{nl} \cdot 3{,}3}.$$

Wir wählen eine Schleifringspannung von 50 Volt bei Stillstand, dann ist

$$k_{fl} = \sqrt{3} \cdot k_{flp} = \sqrt{3} = \text{Rotorspannung bei Stillstand.}$$

Es wird ferner für Stillstand wie beim ruhenden Transformator

$$\frac{N_l \cdot s_{nl}}{N_s \cdot s_{ns}} = \frac{\text{Anzahl Phasen im Rotor} \cdot \text{Rotorspannung bei Stillstand pro Phase}}{\text{Anzahl Phasen im Stator} \cdot \text{Statorspannung bei Stillstand pro Phase.}}$$

Die Rotorphasenspannung bei Stillstand wird also $\frac{50}{\sqrt{3}} = 29$ Volt.

Die Statorspannung pro Phase ist 110 Volt. Dann wird

$$s_{nl} = \frac{N_s \cdot n_s \cdot 29}{N_l \cdot 110} = \frac{36 \cdot 16 \cdot 29}{48 \quad 110} = 3{,}16 \text{ Leiter.}$$

Wir wählen 3 Leiter, die Schleifringspannung bei Stillstand ist also

$$\frac{3 \cdot 110 \cdot 48 \cdot \sqrt{3}}{16 \cdot 36} = 47{,}6 \text{ Volt.}$$

Wir erhalten also $q_l = \frac{36 \cdot 16 \cdot 16{,}8}{48 \cdot 3 \cdot 3{,}3} = 20{,}4$ qmm.

Der Strom pro Phase, also bei Y Schaltung auch pro Schleifring, wird

$$= \frac{36 \cdot 16 \cdot 16{,}8}{48 \cdot 3} = 67 \text{ Amp.}$$

Wir wählen einen Draht von rechteckigem

Querschnitt $6 \times 3{,}4$ mm²
besponnen $6{,}4 \times 4{,}8$ mm².

Die Nutenabmessungen im Rotor sind dann (Fig. 72).

Der Durchmesser des Nutengrundkreises ist 163,8 mm, wenn wir einen Luftspalt $d = 0{,}6$ mm anwenden,

Digitized by Google

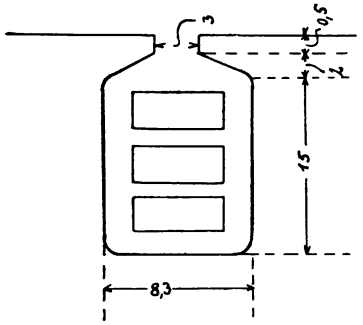


Fig. 72.

Die Nutenteilung ist $= \frac{163{,}8 \cdot \pi}{48} = 10{,}7$ mm.

Die Eisenstegbreite wird also $10{,}7 - 8{,}3 = 3{,}4$ mm unten.

Der Eisenquerschnitt pro Pol also $12 \cdot 0{,}24 \cdot 10 = 28{,}8$ qcm. Die Maximal-Induktion mithin

$$\frac{0{,}515 \cdot 10^6}{28{,}8} = 18000,$$

also zu hoch. Wir wählen daher eine schmälere und höhere Nut. (Fig. 73.)

Draht 5×4 mm² blank.
Draht $5{,}4 \times 4{,}4$ mm² besponnen.
Nutengrundkreis $\varnothing = 157{,}8$ mm.

Nuten-Teilung $\frac{157{,}8 \cdot \pi}{48} = 10{,}3$ mm

Eisenstegbreite $= 10{,}3 - 6{,}4 = 3{,}9$ mm. Eisenquerschnitt pro Pol $0{,}39 \cdot 12 \cdot 10 = 16{,}9$ qcm.

Maximal-Induktion $\frac{0{,}515 \cdot 10^6}{46{,}8} = 11000$ (zulässig!).

Berechnung des Magnetisierungsstromes.

	Material	Querschnitt	Induktion	Länge der Kraftlinien	Ampère-Windung pro cm	Amp.-Windg.
Stator Joch	Schmiedeeisen	40	6500	8,6	2,4	20,6
Zähne	„	53	9750	2,3	5,5	12,7
Rotor Zähne	„	46,8	11000	2,1	7,9	16,6
Joch	„	65	4000	5,0	1,6	8,0
Luftspalt	Luft	68	3830	0,06	3040	182,0

Gesamte Ampèrewindungszahl = 239,9

daraus $i_{fm} = \frac{239{,}9 \cdot 1{,}3}{1{,}5 \cdot V_2 \cdot 8 \cdot 3} = 6{,}12$ Amp. (35,7 %).

Digitized by Google

Die Berechnung des Kurzschlußstromes erfolgt nun nach S. 98 ff. Wir stellen aus dem Bilde der Nut die Leitfähigkeit derselben fest und berechnen daraus unter Anwendung der Formel (S. 101) $i_{fk} = \frac{\lambda_{IV}}{\lambda_o} \cdot i_{fo} \cdot k_o \cdot \vartheta$ den Kurzschlußstrom.

Dieser wird danach gefunden zu

$$i_{fk} = 68 \text{ Amp.}$$

Konstruktion des Heylandschen Diagramms.

Aus dem Eisenvolumen, der Periodenzahl und der magnetischen Induktion im Eisen ergeben sich die Eisenverluste. Dazu kommen die Reibungsverluste. Beide zusammen ergeben die Leerlaufverluste. Die Rechnung gibt ca. 70 Watt Leerlaufverluste pro Phase.

Der diesen Verlusten entsprechende Leerlaufstrom wird (Wattstrom)

$$i_{fv} = \frac{70}{110} = 0{,}64 \text{ Amp.}$$

pro Phase.

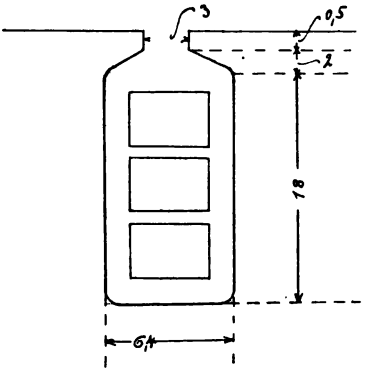


Fig. 73.

Den gesamten Strom bei Leerlauf, i_{fo}, finden wir als

$$i_{fo} = \sqrt{i_{fv}^2 + i_{fm}^2} = \sqrt{0{,}64^2 + 6{,}12^2} = 6{,}2 \text{ Amp.}$$

Der Kurzschlußstrom war gefunden

$$i_{fk} = 68 \text{ Amp.}$$

Der Streukoeffizient wird

$$S = \frac{6{,}2}{68 - 6{,}2} = 0{,}1.$$

Die maximale Phasenverschiebung

$$\cos \varphi_{max} = \frac{1}{2S + 1} = \frac{1}{1{,}2} = 0{,}835.$$

Diesem cos φ entspricht ein Phasenverschiebungswinkel von $33^0\,50' = \varphi$.

Digitized by Google

Aus den vorstehenden Größen ist das Heylandsche Diagramm zu konstruieren. Wir finden dann das schon auf S. 90 beschriebene Diagramm und können in der dort näher angegebenen Weise die charakteristischen Kurven des Motors daraus ableiten. (Siehe Fig. 96.)

Zum Schluß wird noch eine Kontrolle der Verluste und der abkühlenden Oberfläche vorgenommen, die hinreichend günstige Werte für die Temperaturerhöhungen ergibt.

Siebzehntes Kapitel.

Der Asynchrongenerator und die kompensierten und kompoundierten Asynchronmaschinen.

Es sei ein asynchroner Drehstrommotor von einem Netze mit konstanter Spannung gespeist. Er kann dann eine seiner Bauart und Größe angemessene Leistung dem Netze entnehmen und als mechanische Energie nach außen hin an der Welle abgeben. Wir hatten bereits gesehen, daß für diesen Fall die Tourenzahl der Welle kleiner sein muß als die des Drehfeldes, damit im Läufer Sekundärströme entstehen können, welche mit dem Primärfelde zusammen das Drehmoment ergeben.

Wenn wir den Motor durch äußeren Antrieb, z. B. mit Hilfe eines Riemens, auf Synchronismus bringen, so tritt folgendes ein:

Die Leiter des Läufers rotieren jetzt mit derselben Geschwindigkeit wie die Kraftlinien des Stators. Es findet also kein Kraftlinienschnitt des sekundären Teils statt, folglich wird auch keine *E.M.K.* in demselben auftreten können. Der Statorstrom wird für diesen Fall keine sekundäre Ampèrewindungen zu kompensieren haben; seine Größe wird also lediglich den magnetischen Widerständen des Statorfeldes proportional sein. Die für die Leerlaufverluste aufzuwendende Energie wird durch den Riemenantrieb zugeführt. Wir können also das in Fig. 74 angegebene Diagramm aufzeichnen, in dem der Strom senkrecht zur Spannung liegt.

Für den Leerlauf des Motors (ohne Riemenantrieb) können wir das Diagramm Fig. 75 zeichnen; der Phasenverschiebungswinkel φ wird hierbei kleiner als 90^0.

Digitized by Google

Wenn wir jetzt die Tourenzahl des Läufers erhöhen, so tritt wieder ein Schnitt der Kraftlinien des Stators mit den Läuferstäben ein; die *E. M. K.* eines Läuferstabes hat jedoch die umgekehrte Richtung wie beim Motor, da die Relativbewegung des Drehfeldes zum Läufer umgekehrt worden ist. Die Läuferströme haben daher auch die umgekehrte Richtung angenommen und bilden jetzt Ampèrewindungen, welche wieder von primären Ampèrewindungen kompensiert werden müssen. Da die Polarität dieser Ampèrewindungen umgekehrt worden ist, müssen auch die primären Ampèrewindungen jetzt umgekehrt sein, d. h. der Primärstrom hat seine Richtung geändert. Er wird mithin nicht mehr dem Netz entnommen, sondern ins Netz hineingeschickt. Der Asynchronmotor ist mithin zum Asynchrongenerator geworden. Diagrammatisch ist dies in Fig. 76 dargestellt worden. Es wird $\varphi > 90^0$, d. h. elektrische Leistung aus dem Asynchrongenerator ins Netz geschickt.

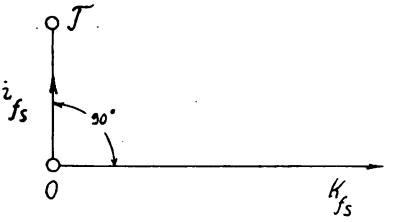


Fig. 74.

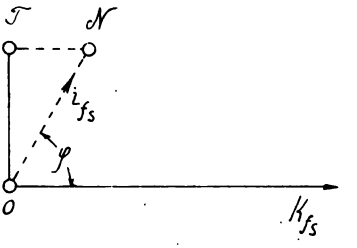


Fig. 75.

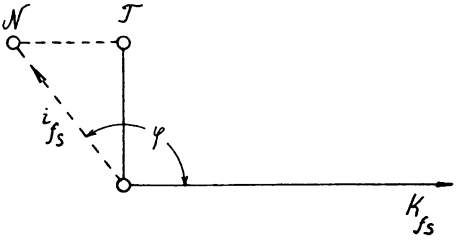


Fig. 76.

Wenn wir jetzt den Asynchrongenerator noch schneller antreiben würden, so würde noch mehr Leistung auf das Netz übertragen werden.

Wir hatten beim asynchronen Motor als geometrischen Ort des Stromes i_{fs} einen

Digitized by Google

Kreis erhalten. (S. Seite 80.) Wenn wir die früher erläuterten Betrachtungen auf den Asynchrongenerator ausdehnen, so finden wir, daß für denselben dieselben Kreise Gültigkeit haben wie für den Asynchronmotor, nur müssen wir die Punkte

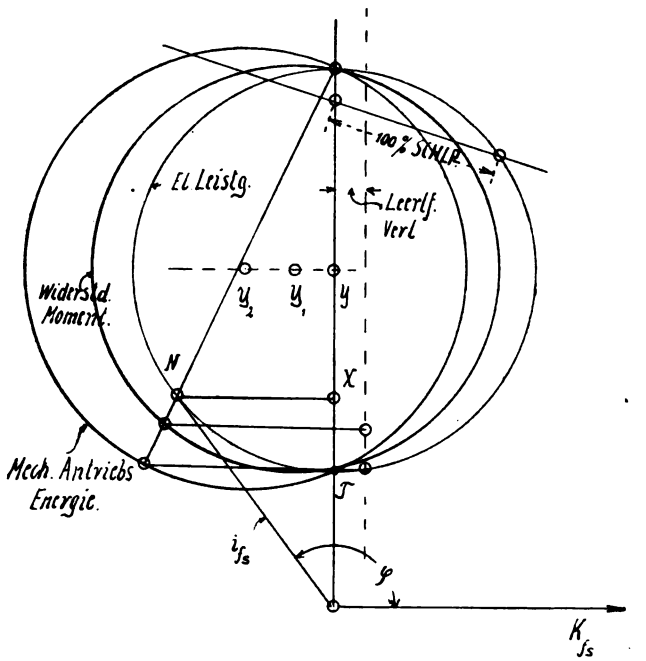


Fig. 77.

für Strom, Drehmoment, Zugkraft usw. auf den in Fig. 58 fehlenden Kreisstrecken aufsuchen. An Hand des in Fig. 77 wiederholten Kreisdiagramms können wir also die Betriebsverhältnisse eines asynchronen Generators studieren, genau wie dies schon beim Motor auf Seite 85 durchgeführt war. Nur ist an Stelle der hineingeschickten Energie die elektrische Leistung, an Stelle des Drehmomentes das Widerstandsmoment und an Stelle der herausgegebenen Energie die mechanische Energie des Antriebes zu setzen (siehe Fig. 77). Aus dem Diagramm gehen dann folgende charakteristische Eigenschaften des Asynchrongenerators hervor:

1. für eine gewisse Leistung kann der Generator nur

Digitized by Google

unter einem gewissen Phasenverschiebungswinkel seine Leistung ins Netz schicken. Dieser Phasenverschiebungswinkel ist durch die Konstruktion des Motors festgelegt.

2. Der Leistungsfaktor cos φ erreicht für eine bestimmte Leistung sein Maximum; das Maximum tritt dann ein, wenn der Strom (Linie ON) Tangente an den Leistungskreis wird.
3. Der wattlose Magnetisierungsstrom muß dem Motor von außen her, beispielsweise aus einem Drehstromverteilungsnetz, aufgedrückt werden. Diese äußere Erregung ist beim asynchronen Generator stets erforderlich. Er hört auf zu funktionieren, sobald die Erregung weggenommen wird. In dieser Beziehung verhält er sich wie ein Gleichstromgenerator mit separater Erregung. Die Periodenzahl des zu liefernden Drehstromes wird durch die Periodenzahl der Erregung bedingt.

Würde man eine Zentrale mit Drehstromasynchrongeneratoren ausrüsten, so müßte man außerdem einen Synchrongenerator aufstellen, welcher den wattlosen Magnetisierungsstrom zu liefern hat. Eine einfache Überlegung zeigt, daß dieser Generator sehr groß und teuer ausfallen muß, da er unter den denkbar schwierigsten Verhältnissen arbeitet, nämlich einen um 90^0 gegen seine Spannung verschobenen Strom zu liefern hat, mithin sehr ungünstig belastet ist. Nehmen wir z. B. an, die Asynchrongeneratoren lieferten unter einer Phasenverschiebung von 36^0 ihren Strom in das Netz ($\cos \varphi = 0{,}8$) so würde der Wattstrom 0,8 des Gesamtstromes sein; der wattlose Strom ist proportional $\sin \varphi = \sin 36^0 = 0{,}58$, d. h. 58% vom Gesamtstrom sind vom Synchrongenerator zu liefern. Da die Abmessungen desselben im wesentlichen durch das Produkt $k_f \cdot i_f$ gegeben sind ohne Berücksichtigung des Leistungsfaktors, so erkennt man, daß er eine Größe von ca. 58/80 des Asynchrongenerators haben muß, wenn man gleiche Tourenzahl und ähnliche Strombelastungen voraussetzt. Seine Antriebsdampfmaschine braucht allerdings nur sehr klein zu sein, da seine Leistung Null ist (Strom steht senkrecht zur Spannung).

Wir sehen also, daß wir sehr teure und große Synchron-

Digitized by Google

maschinen zur Erregung der Asynchronmaschinen verwenden müssen. Aus diesem Grunde werden die Asynchrongeneratoren nur in einigen besonderen Fällen in der Praxis ausgenutzt, und zwar weniger in Zentralen, als im Kranbetriebe, bei Bergbahnen usw., bei denen beim Abwärtsgang der Last Energie zurückgewonnen werden kann, indem dann der Antriebsmotor bei Übersynchronismus als Asynchrongenerator wirkt.

Wir können die Werte für Drehmoment, Antriebsenergie, Schlüpfung, Strom, Phasenverschiebung analog wie beim Asynchronmotor aus dem Diagramm entnehmen und in Abhängigkeit entweder von der Leistung oder von der Schlüpfung auftragen.

Um einen solchen Generator für die Praxis brauchbar zu gestalten und ihn dem Synchrongenerator überlegen zu machen, würde es zweckmäßig sein,

1. $\cos \varphi = 1$ für jede Belastung zu machen (Kompensation),
2. die Ankerrückwirkung aufzuheben und konstante Klemmenspannung zu erzeugen (Kompoundierung).

Die beiden Bedingungen werden durch den von Heyland angegebenen kompensierten Asynchrongenerator erfüllt, der nachstehend beschrieben wird.

Die variable Phasenverschiebung kommt daher, daß bei der gewöhnlichen Asynchronmaschine sich der annähernd konstante Magnetisierungsstrom mit dem bei verschiedener Belastung variablen Wattstrom zusammensetzt. Beide haben dieselbe Periodenzahl. Eine vektorielle Zusammensetzung ist daher gestattet.

Wenn es gelingen würde, durch einen Strom niedriger Periodenzahl die Magnetisierung (Erzeugung des Kraftliniensystems) zu bewerkstelligen, so käme für den Gesamtstrom dieser Strom niedriger Periodenzahl nicht mehr in Frage, da eine Zusammensetzung der Ströme bei verschiedenen Periodenzahlen derselben durch Vektordiagramme unzulässig ist. Der dem Motor zugeführte oder dem Generator entnommene Strom kann alsdann nicht mehr oder doch nur wenig durch den Magnetisierungsstrom beeinflußt werden, etwa in der Weise, wie der äußere Strom einer Nebenschlußdynamo den Erregerstrom beeinflußt.

Digitized by Google

Man könnte diese Erregung durch einen von außen zugeführten Wechselstrom niedriger Periodenzahl bewirken, den man durch besondere Windungen des Rotors schickt. Die Periodenzahl dieses Stromes müßte genau der Schlüpfung entsprechen, damit das Nutzfeld synchron mit dem primären Drehfelde rotiert. Wir haben dann als Ausgangspunkt der Kraftlinien, welche die Statordrähte schneiden, nicht mehr die Statordrähte zu betrachten, sondern die Hülfswicklung auf dem Rotor.

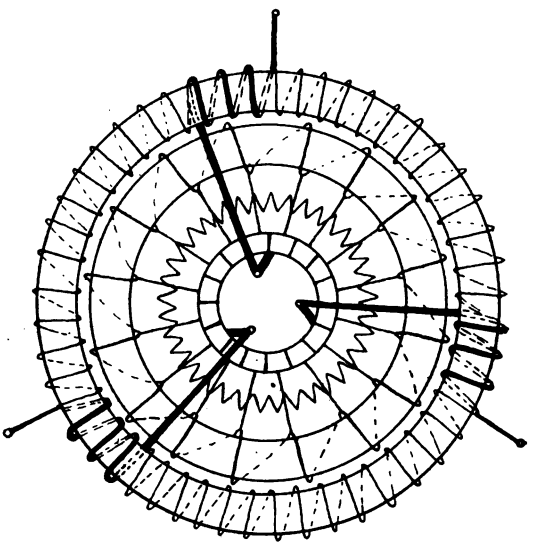


Fig. 78.

Damit dies Hülfsfeld in bezug auf den Stator die Periodenzahl ν_s des dem Stator zugeführten Stromes hat, muß dem Rotor mit der der Umdrehung desselben entsprechenden Periodenzahl ν_l ein Wechselstrom von der Periodenzahl $\nu_s - \nu_l = \nu_\sigma$ zugeführt werden, d. h. ein solcher von der Periodenzahl der Schlüpfung.

In außerordentlich sinnreicher Weise wird die Umformung der Periodenzahl und die Zuführung des Wechselstroms zum Rotor durch Heyland in der in Fig. 78 dargestellten Weise erreicht.

Er entnimmt einen niedrig gespannten Wechselstrom von ν_s Perioden einigen starken Windungen des Stators nach Art des Einspulentransformators. S. Seite 25. Dieser Wechselstrom wird einem Kollektor zugeführt, der mit den Rotorwindungen verbunden ist. Parallel mit den Rotorwindungen sind Widerstände geschaltet, die ein Feuern der Bürsten unterdrücken sollen.

Digitized by Google

Um die Wirkungsweise der Einrichtung zu begreifen, denken wir uns den Rotor mit einer dem Synchronismus entsprechenden Geschwindigkeit rotieren. Wir erkennen dann,

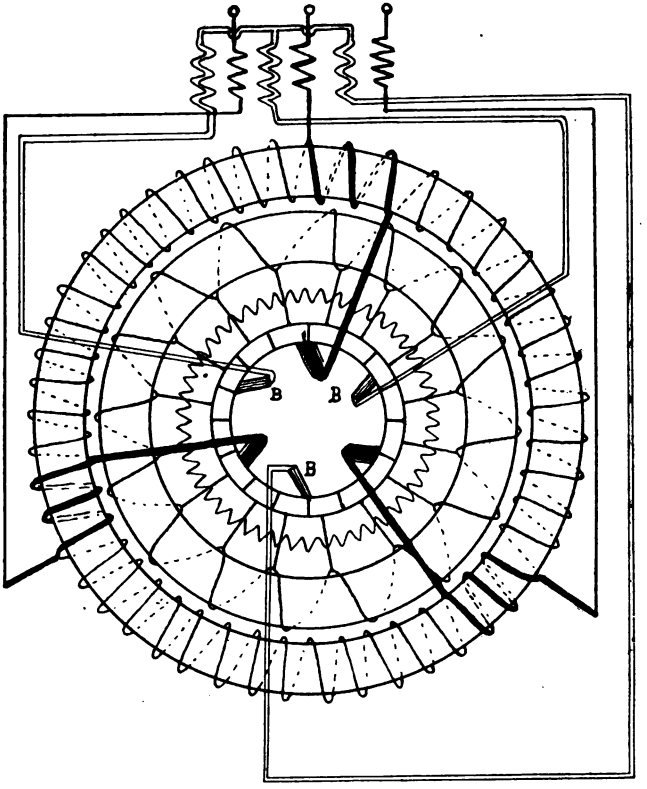


Fig. 79.

daß der in dem Rotor fließende Magnetisierungsstrom ein Gleichstrom sein muß. Wird die Geschwindigkeit jetzt erhöht oder ermäßigt, so wird der entnommene Strom anfangen in Wechselstrom überzugehen, und zwar in einen solchen von der Periodenzahl der Schlüpfung. Der Magnetisierungsstrom des Rotors entspricht also vollkommen der Anforderung, daß er die Periodenzahl ν_σ (der Schlüpfung) haben muß, um den Stator in jedem Augenblick richtig zu magnetisieren.

Digitized by Google

Mit Hülfe dieser Vorrichtung wird die Phasenverschiebung eines Asynchron-Motors oder -Generators vollständig aufgehoben, so daß für alle Belastungen wenigstens innerhalb großer Grenzen $\cos \varphi = 1$ wird. Die Kompensation ist mithin in vollkommener Weise erreicht.

Die vorhin erwähnte Kompoundierung wird in ähnlicher Weise erreicht. Es gilt hierbei das durch den Einfluß des Statorstromes entstehende Feld zu vernichten. Da dies Feld senkrecht zum Hauptfelde steht, so muß man den hierfür nötigen Strom durch Bürsten dem Rotor zuführen, die senkrecht zu den Bürsten des Hauptfeldes stehen (Bürsten *B*). Ferner muß dieser Kompoundierungsstrom proportional dem jeweiligen Statorstrom sein, was durch Entnahme des nötigen Stromes aus einem Stromwandler erreicht wird. (Fig. 79.)

Es sei bemerkt, daß sich diese Einrichtungen sowohl für den Asynchrongenerator wie Motor eignen und bereits von verschiedenen Firmen ausgeführt werden. Die erhaltenen Resultate sind recht gute. Eine Schwierigkeit in der Kommutation scheint nicht vorzuliegen.

Digitized by Google

Zeichenerklärung.

Index	Indices
1	Primär-Spulen des Transformators.
2	Sekundär-Spulen des Transformators.
0	Streuung.
k	Kurzschluß.
t	Zeit.
f	Effektivwert.
s	Selbstinduktion.
s	Stator eines Asynchronmotors.
l	Rotor eines Asynchronmotors (Läufer).
max	Maximalwert.
p	Auf Pole bezüglich
m	Auf Magnetisierung bezüglich oder Mittelwert.
v	Auf Verluste bezüglich.
z	Auf Zähne bezüglich.

Bezeichnungen.

a	Nutenhöhe.
a	Anzahl von Spulen.
b_e	Eisenbreite des Motors.
b_z	Zahnbreite.
B	Magnetische Induktion.
C	Konstante in Rechnungen.
C_h	Hysteresis-Konstante.
C_w	Wirbelstrom-Konstante.
c	Nutenbreite.
D	Drehmomont in mkg.
D_{ms}	Mittl. Durchmesser des Statorkranzes.
D'_l	Anlauf-Drehmoment.
d	Luftspaltlänge.
e	Elektromotorische Kraft.
e	Zahnkronenhöhe.
f	Nutenschlitzlänge.
f_1	Formfaktor.
f_3	Verkettungsfaktor.
g	Zahnflankenhöhe.
h	Hopkinsonscher Streukoeffizient.
h_s	Statoreisendicke radial in cm.
i	Stromstärke.
k_o	Wicklungskoeffizient.

Digitized by Google

k	Klemmenspannung.
k_s	Koeffizient für Spulenstreuung.
L	Leistung in Watt.
L_s	Selbstinduktionskoeffizient.
l	Höhe der Spulen eines Transformators.
m	Windungszahl.
mi	Ampèrewindungszahl.
n	Touren per Minute.
p	Anzahl der Polpaare.
q	Kraftlinienquerschnitt in cm^2.
r	Radius.
R_e	Eisenvolumen in Litern.
R_k	Kupfervolumen in Litern.
s_e	Spezifischer Widerstand von Eisen.
S	Streukoeffizient nach Heyland für Stator und Rotor.
s	Stabzahl pro Phase.
U	Spulenumfang.
V	Verluste (Gesamt).
V_1	Kupferverluste.
V_2	Hysteresisverluste.
V_3	Wirbelstromverluste.
w	Widerstand im Ohm.
Z	Kraftliniensystem.
Z_a	Streukraftlinien.
α	Zeitlicher oder räumlicher Winkel.
β	Amp.-Windungs-Koeffizient bei verteilter Wicklung.
δ	Blechstärke in mm.
ε_0	Wirbelstromfaktor.
η	Wirkungsgrad.
ϑ	Kraftlinienverteilungs-Koeffizient.
λ	Leitfähigkeit (magnetische).
ν	Perioden per Sekunde.
ξ	Hysteresisfaktor.
σ	Schlüpfung in %.
τ_s u. τ_l	Heylandsche Streukoeffizienten.
τ_p	Polteilung.
φ	Phasenverschiebungswinkel zwischen E.M.K. und Strom.
ψ	Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmspannung und Strom.
ω	Winkelgeschwindigkeit.

Digitized by Google

Sachregister.

Abkühlungsverhältnisse an Transformatoren 48.
Altern der Bleche 11.
Ampèrewindungen bei Asynchronmotoren 107.
Ampèrewindungen bei einer Drosselspule 22.
Ampèrewindungsdiagramm 30.
Anordnung, günstigste in Bezug auf ein Minimum der Verluste bei Transformatoren 51.
Anordnung der Spulen bei Transformatoren 40.
Anordnung des Eisenkerns bei Einphasen-Transformatoren 44.
Anordnung des Eisenkerns bei Mehrphasen-Transformatoren 54.
Asynchrongenerator 124.
Anlaßwiderstand für Asynchronmotoren 67.

Berechnung der Ampèrewindungen 26, 110.
Berechnung der Streuung 39, 97.
Berechnung der Verluste 10, 48, 83, 114, 65.
Berechnung des Drehmomentes 64, 87.
Berechnung der Zugkraft 87.
Berechnung einer Drosselspule (Beispiel) 20.
Berechnung eines Induktionsmotors (Beispiel) 118.

Diagramm der Ampèrewindungen eines Transformators 30.
Diagramm der Ströme eines Transformators 32.
Diagramm der Spannungen eines Transformators 34.
Diagramm der Ampèrewindungen eines Asynchronmotors 72.
Diagramm der Ströme eines Asynchronmotors 73.
Diagramm der Magnetfelder eines Asynchronmotors 73, 77.
Diagramm von Heyland eines Asynchronmotors 84.
Diagramm von Heyland eines Asynchrongenerators 126.
Dimensionierung des Motors 111.
Drehfeld des Motors 58.
Drehmoment des Motors (analytisch) 64.
Drehmoment des Motors (graphisch) 87.
Drosselspule (allgemein) 1.

E.M.K. einer Drosselspule 1.
E.M.K. eines Transformators 30, 34.
E.M.K. eines Stators 104, 112.
E.M.K. eines Rotors 106.
E.M.K., Wahl derselben für den Rotor 106, 114.
E.M.K., Gebräuchliche für den Stator 112.
Experimentelle Feststellung des Diagramms eines Asynchronmotors 90.
Einspulen-Transformator 25.

Fiktive Felder 73.
Formfaktor 18, 30.
Feld eines Asynchronmotors 73.

Geometrischer Ort des Stromes eines Transformators 33.
Geometrischer Ort der Ströme eines Asynchronmotors 77.
Geometrischer Ort des Drehmomentes eines Asynchronmotors 87.
Geometrischer Ort der Leistung eines Asynchronmotors 84.
Geometrischer Ort der konstanten

Digitized by Google

Verluste eines Asynchronmotors 83.
Geometrischer Ort der Schlüpfung eines Asynchronmotors 89.
Grenze zwischen Motor und Generator 125.

Hauptfeld eines Transformators 29.
Hauptfeld eines Asynchronmotors 73.
Hysteresisverluste 10, 48, 65, 83, 114.

Impedanz 19.
Induktionen im Transformatoren Eisen 8, 39, 50.
Induktionen in der Luft bei Asynchronmotoren 106.
Induktionen in den Zähnen bei Asynchronmotoren 114.
Induktionen im Stator-Eisen bei Asynchronmotoren 114.
Induktionen im Rotor-Eisen bei Asynchronmotoren 114.

Kappsche Methode der Streuungsberechnung bei Transformatoren 44, 47.
Käfiganker 116.
Kerntransformatoren 41.
Kompensierte Motoren und Generatoren 124.
Kompoundierte Motoren und Generatoren 124.
Kopfstreuung der Spulen eines Asynchronmotors 99.
Kraftliniensystem eines Transformators 29.
Kraftliniensystem eines Asynchronmotors 72.
Kurzschlußstrom eines Asynchronmotors 100.
Kurzschlußversuch nach Heyland 90.

Leitfähigkeit um die Nuten herum 99.
Leistung eines Asynchronmotors 64, 84.
Luftspalt einer Drosselspule 14, 20, 24.
Luftspalt eines Transformators 14.
Luftspalt eines Asynchronmotors 100, 103, 107, 111, 113.
Lager und Luftreibung eines Asynchronmotors 118.

Magnetisierungsstrom eines Transformators 29, 31.
Magnetisierungsstrom eines Asynchronmotors 110.
Mehrphasen-Transformatoren 54.
Manteltransformatoren 45.
Minimum der Verluste bei Transformatoren 50.
Maximaler Leistungsfaktor bei Asynchronmotoren 81.

Nutenstreuung 98.
Nutenzahl im Stator 113.
Nutenzahl im Rotor 113.

Ohmscher Widerstand bei Wechselstrom 48.
Oberflächen-Effekt 48.
Oberfläche (abkühlende) 48.

Phasenrotoren 114.
Phasenverschiebung (allgemein.) 18.
Polpaare 62.

Querschnittsbemessung von Drähten 49, 113.

Reibungsverluste in den Lagern 118.
Reibungsverluste an den Schleifringen 117.
Rotoreisenverluste 83, 115.

Schaltungen mehrerer Transformatoren 54.
Schaltungen Δ Y von Asynchronmotoren 58, 61.
Schleifringrotor 67, 114, 117.
Schlüpfung 64.
Selbstinduktion einer Drosselspule 1.
Selbstinduktion eines Transformators 39.
Selbstinduktion eines Asynchronmotors 97,
Scheibenspulen 44.
Statorstrom 59, 71, 78.
Statorfeld 71.
Streufelder eines Transformators 39

Digitized by Google

Streufelder eines Asynchronmotors 72.
Streuung der Spulen eines Transformators 40.
Streuung der Nuten eines Asynchronmotors 73.
Streukoeffizienten nach Heyland 76, 77.
Streukoeffizienten nach Hopkinson 75.
Stromdiagramme eines Transformators 30.
Sparschaltungen 28.

Übersetzungsverhältnis eines Transformators 26.

Verluste im Kupfer eines Transformators 49.
Verluste im Eisen eines Transformators 10, 48, 65.
Verluste im Kupfer eines Asynchronmotors 116, 83.
Verluste im Eisen eines Asynchronmotors 83, 114.
Verluste durch Reibung eines Asynchronmotors 117.
Veränderung der Abmessungen eines Asynchronmotors 111.
Verminderung der Streuung eines Transformators 47.

Widerstand für Wechselstrom im Kupferleiter 48.
Widerstand eines Käfigankers 116, 117.
Wicklungsanordnung bei Transformatoren 40.
Winkelgeschwindigkeit 64.
Wirbelstromverluste 10, 48, 65, 83, 114.
Wirkungsgrad 53, 86, 94, 112, 118.
Wirkungsweise des Asynchrongenerators 124.

Zugkraft 64, 87.
Zylinderspulen 40.

Druck von F. E. Haag, Melle i. H.

Digitized by Google

Dr. Max Jänecke, Verlagsbuchhandlung in Hannover

Soeben erschien:

Briefe eines Betriebsleiters
über
Organisation technischer Betriebe

Von **Georg J. Erlacher**
Direktor des Ateliers Electro-Techniques
in Bois-Colombes bei Paris

Zweite vermehrte Auflage
Mit Formularen und Abbildungen

Preis Mk. 1.60

Das Erscheinen einer neuen Auflage nach so kurzer Zeit spricht wohl besser als alle Empfehlungen für den Wert dieses eigenartigen Buches. Der Verfasser gibt in acht Briefen, deren Verständnis durch zahlreiche Abbildungen und Formulare unterstützt wird, wertvolle Anregungen über Organisation und Personal der technischen Bureaus, Ausführung der Zeichnungen, Hilfsrechnungen, Kostenberechnungen, Gang einer Bestellung, Organisation der Werkstatt, Arbeitszettel, Werkstattscheine, Spesenzuschläge, Akkordsystem, Prämiensystem, Gewinnbeteiligung u.s.w.

Ueber die erste Auflage schrieb der Gesundheitsingenieur:

Der Verfasser versteht es, seinen Ideen auch einen scharfen und ansprechenden Ausdruck zu geben, seine vorurteilslose Stellung zu den Dingen geht aus folgendem Passus hervor, der sich im achten Briefe findet: Organisation ist das Gegenteil von Bureaukratie, denn letzere betrachtet die Fabrik als Mittel zu ihrer Beschäftigung. Bureaukratie bedeutet ein Maximum von unproduktiver Arbeit gegenüber einen Minimum an produktiver, also geringsten Wirkungsgrad. Bureaukatie ist nur möglich, wo zielbewusste Organisation fehlt. Die eine schliesst die andere aus.

Digitized by Google

Dr. Max Jänecke, Verlagsbuchhandlung in Hannover

Taschenbuch für Ingenieure

Herausgegeben von

Ingenieur **Dr. Robert Grimshaw**

Abteilung I.: **Mathematik I**

In Ganzleinen gebunden M. 4,—

Ztschr. d. österr. Ing.- u. Arch.-Ver.: Soll ein Taschenbuch seinen Zweck erfüllen, so muß es Angaben, Anleitungen und Tabellen enthalten, welche den häufigsten Bedürfnissen der Praxis entsprechen. Nachdem aber diese Bedürfnisse je nach dem Berufe und der praktischen Betätigung jedes einzelnen sehr mannigfaltig sind, sind auch die Anforderungen an ein Taschenbuch selbst von den Vertretern eines und desselben Standes oder Faches sehr verschieden. Es ist daher zu begrüßen, daß der Verfasser sein Taschenbuch in nach Materien getrennte Bändchen teilt, um an Volumen zu sparen und die Wahl des einen oder anderen Teiles den Praktikern frei zu geben. Die vorliegende Abteilung „Mathematik" ist ziemlich reichhaltig und dürfte in Ämtern und Kanzleien viel Anwert finden.

Prakt. Masch.-Konstr.: Eine sehr sorgfältige Arbeit.

Wiener Bauindustrie-Ztg.: Alles, was das Büchlein bringt, ist erprobt und wird daher dem Gebrauchnehmer vorzügliche Dienste leisten. Wir glauben in dem Taschenbuch für Ingenieure, soweit nach dem vorliegenden ersten Teil geurteilt werden kann, eine Neuerscheinung begrüßen zu können, die sich in kurzer Zeit einen großen Kreis von Freunden erwerben wird. Die Ausstattung des Buches ist eine musterhafte.

Schiffbau: Das Werk enthält in übersichtlicher und hübsch ausgestatteter Form eine Zusammenstellung von Formeln und Zahlenwerten, die nach des Verfassers eigener Erfahrung häufig gebraucht werden. Die einzelnen Abschnitte, deren ersten das vorliegende Bändchen bildet, sind zu dem Zwecke getrennt für sich zusammengestellt und gebunden, um die Benutzung der einzelnen Abschnitte zu erleichtern.

Isometrischer Skizzenblock

D. R. G.-M.

Von Ingenieur **Robert Grimshaw**

1 Block von 100 Blatt (22,5×30 cm) Preis Mark 2,—

100 Bogen Skizzenpapier (45×30 cm) Preis Mark 3,—

10 Probebogen franko Mark 0,50.

Herr **Professor B. Ross, Hannover,** Kgl. Techn. Hochschule, schreibt: Ich halte die Idee, welche diesen Skizzenblöcken zugrunde gelegt ist, für eine sehr gute, da ich persönlich den größten Wert auf die isometrische Darstellung von maschinen- und bautechnischen Gegenständen lege, und ich werde deshalb nicht verfehlen, beim Unterricht an der Technischen Hochschule auf die Blöcke hinzuweisen.

Digitized by Google

Dr. Max Jänecke, Verlagsbuchhandlung in Hannover

In keinem Betriebe sollten fehlen:

Die Gesetze, Verordnungen und Verträge des Deutschen Reiches

betreffend den

Schutz der gewerblichen, künstlerischen und literarischen Urheberrechte

Vollständige Textausgabe
mit ausführlichem Sachregister und verweisenden Anmerkungen

Von

Dr. **Gustav Rauter**
Patentanwalt in Charlottenburg

In Ganzleinen gebunden Mk. 8.—

Soeben erschienen. Der Hauptwert dieser Ausgabe liegt in ihrer Vollständigkeit. Sie bringt das gesamte Gesetzgebungs- und Verordnungsmaterial, sowie die Verträge mit anderen Staaten und ermöglicht so eine schnelle und bequeme Orientierung über das ganze Gebiet des Urheberrechts. Durch Anmerkungen und Sachregister ist für ausreichende Übersichtlichkeit gesorgt.

Literarische Mitteilungen der Annalen des Deutschen Reiches: Der Titel des vorliegenden Werkes gibt seinen Inhalt vollständig an und läßt diesen sofort als einen sehr reichen erkennen. Außer dem in trefflicher Ausstattung wiedergegebenen Texte finden sich in dem Buche ganz kurze Anmerkungen mit redaktionellen und sonstigen Verweisungen. Ein sehr ausführliches Sachregister ist beigegeben.

Deutsche Industrie, Berlin: Übersichtlicher Druck durch Charakterisierung der Schrift erleichtert wesentlich die Handhabung dieser überaus praktischen Sammlung. Es ist zum Schluß ein umfangreiches Sachregister beigegeben, welches ein Bild von der Menge und Vielseitigkeit des behandelten Stoffes gibt.

Gewerbearchiv, Berlin: Das Werk zeichnet sich aus durch Vollständigkeit, geschickte Anordnung und bequeme Handlichkeit, wozu ein sorgfältiges Sachregister von 26 Seiten erheblich beiträgt. Wir empfehlen das Buch als durchaus brauchbar.

Digitized by Google

Dr. Max Jänecke, Verlagsbuchhandlung in Hannover

Wildas
Diagramm- und Flächenmesser

D. R. G.-M.

Mit Gebrauchsanweisung

Preis Mk. 2.—

Dieser Diagramm- und Flächenmesser ersetzt das teure Planimeter vollkommen, ist bequem im Notizbuch zu tragen und wird sowohl den in der Praxis stehenden Ingenieuren, Geometern usw. als auch an technischen Lehranstalten bald unentbehrlich werden.

Archiv für Eisenbahnwesen: Eine sehr große Erleichterung gewährt der Wildasche Diagramm- und Flächenmesser. Die Handhabung ist eine sehr einfache. Statt des Rostrates sollte darum den Indikatoren ein Wildascher Diagramm- und Flächenmesser beigegeben werden.

L'Eclairage Electrique: . . . . remplace entièrement le planimètre pour la mesure des surfaces des courbes, diagrammes etc. Quelques minutes suffisent pour s'habituer à son emploi, qui est très commode.

Unterzeichneter erbittet durch die Buchhandlung von

.....

.....

..... **Erlacher, Briefe eines Betriebsleiters über Organisation technischer Betriebe,** 2. Aufl., **Mk. 1.60**

..... **Grimshaw, Taschenbuch für Ingenieure, Mathematik I,** geb. **Mk. 4.—**

..... **Rauter, Urheberrechte,** geb. **Mk. 8.—**

..... **Wildas Diagramm- und Flächenmesser, Mk. 2.—**

Verlag von Dr. Max Jänecke in Hannover.

....

Druck von F. E. Haag, Melle i. Hann.

Digitized by Google

Digitized by Google

UNIVERSITY OF CALIFORNIA LIBRARY

THIS BOOK IS DUE ON THE LAST DATE
STAMPED BELOW

JAN 27 1915
OCT 21 1915

30m-6,'11

Digitized by Google

YC 19471

TK2792
W6 287121

Winkelmann

UNIVERSITY OF CALIFORNIA LIBRARY

Digitized by Google

Digitized by Google